

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Aurelijus PITRĖNAS

SROVIŲ SISTEMOS ŠEŠIAFAZĖJE
DAŽNINĖJE ASINCHRONINĖJE
PAVAROJE KOMPENSAVIMAS
ESANT POAVARINIAM REŽIMUI

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2017

Disertacija rengta 2012–2017 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Vadovas

doc. dr. Andrius PETROVAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo taryba:

Pirmininkas

prof. dr. Šarūnas PAULIKAS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Nariai:

prof. habil. dr. Saulius BALEVIČIUS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

doc. dr. Eleonora GUSEINOVIENTĖ (Klaipėdos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

prof. habil. dr. Galina MERKURJEVA (Rygos technikos universitetas, informatikos inžinerija – 07T).

Disertacija bus ginama viešame Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo tarybos posėdyje **2017 m. gegužės 31 d. 14 val.** Vilniaus Gedimino technikos universiteto senato posėdžių salėje.

Adresas: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lietuva. Tel.: (8 5) 274 4956; faksas (8 5) 270 0112; el. paštas doktor@vgtu.lt

Pranešimai apie numatomą ginti disertaciją išsiųsti 2017 m. balandžio 28 d.

Disertaciją galima peržiūrėti VGTU talpykloje <http://dspace.vgtu.lt> arba Vilniaus Gedimino technikos universiteto bibliotekoje (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lietuva) ir Valstybinio mokslinių tyrimų instituto Fizinių ir technologijos mokslų centro bibliotekoje (Savanorių pr. 231, LT-02300 Vilnius, Lietuva).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2017-027-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

ISBN 978-609-476-019-8

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2017

© Aurelijus Pitrenas, 2017

aurelijus.pitrenas@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Aurelijus PITRĖNAS

**CURRENT SYSTEM COMPENSATION
AT POST-FAULT CONDITIONS
IN SIX-PHASE FREQUENCY
INDUCTION DRIVE**

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2017

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2012–2017.

Supervisor

Assoc. Prof. Dr Andrius PETROVAS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronics Engineering – 01T).

The Dissertation Defense Council of Scientific Field of Electrical and Electronic Engineering of Vilnius Gediminas Technical University:

Chairman

Prof. Dr Šarūnas PAULIKAS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronics Engineering – 01T).

Members:

Prof. Dr Habil. Saulius BALEVIČIUS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),

Prof. Dr Algirdas BAŠKYS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),

Assoc. Prof. Dr Eleonora GUSEINOVIEŅĒ (Klaipėda University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),

Prof. Dr Habil. Galina MERKURJEVA (Ryga Technical University, Informatics Engineering – 07T).

The dissertation will be defended at the public meeting of the Dissertation Defense Council of Electrical and Electronic Engineering in the Senate Hall of Vilnius Gediminas Technical University at **2 p. m. on 31 May 2017**.

Address: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lithuania.

Tel.: +370 5 274 4956; fax +370 5 270 0112; e-mail: doktor@vgtu.lt

A notification on the intend defending of the dissertation was send on 28 April 2017.

A copy of the doctoral dissertation is available for review at VGTU repository <http://dspace.vgtu.lt> or at the Library of Vilnius Gediminas Technical University (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lithuania) and State research institute Center for Physical Sciences and Technology (Savanorių pr. 231, LT-02300 Vilnius, Lithuania).

Reziumė

Disertacijoje nagrinėjama šešiafazio asinchroninio variklio valdymo problema, taikant šešiafazį dažnio keitiklį su įterptine sistema. Darbo tikslas – sukurti šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros valdymo metodą, gebantį kompensuoti poavarinio režimo metu pasireiškiančius viršsrovius ir statoriaus srovės vektorių elipsinę trajektoriją.

Darbe sprendžiami pagrindiniai uždaviniai: šešiafazio dažnio keitiklio imitacinio modelio sudarymas; šešiafazio dažnio keitiklio valdymo algoritmo imitaciniai ir eksperimentiniai tyrimai; šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros imitacinio modelio sudarymas ir pereinamųjų vyksmų tyrimas; šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros eksperimentiniai tyrimai esant įvairioms maitinimo įtampoms, jų dažniams bei skirtingoms apkrovoms.

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai, bendrosios išvados, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašai bei trys priedai.

Įvadiniamе skyriuje aptariama tiriamoji problema, darbo aktualumas, aprašomas tyrimų objektas, formuluojamas darbo tikslas bei uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, darbo rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatomos disertacijos tema autoriaus paskelbtos publikacijos ir pranešimai konferencijose bei disertacijos struktūra.

Pirmasis skyrius skirtas literatūros analizei. Jame apžvelgiami daugiafazių variklių privalumai ir trūkumai, jų taikymo atvejai, pateiktas šešiafazių asinchroninių variklių matematinis modelis. Pristatyti šešiafazių asinchroninių dažninių pavarų valdymo metodai. Skyriaus pabaigoje suformuluotos išvados ir disertacijos uždaviniai.

Antrajame skyriuje pateiktas šešiafazio dažnio keitiklio veikimo principas, aprašomos sukurtos šešiafazio dažnio keitiklio elektrinės schemos, tiriamos tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinės. Pateikiamas šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros imitacinis modelis ir šešiafazio dažnio keitiklio valdymo algoritmas. Skyriaus pabaigoje suformuluotos išvados.

Trečiajame skyriuje pristatyti šešiafazio dažnio keitiklio eksperimentiniai tyrimai. Pateikti šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros eksperimentiniai tyrimai, esant įvairioms maitinimo įtampoms, jų dažniams bei skirtingoms apkrovoms.

Disertacijos tema paskelbti 7 straipsniai: trys – recenzuojamuose mokslo žurnaluose, keturi – kituose leidiniuose. Disertacijos tema perskaityti 7 pranešimai Lietuvos ir kitų šalių konferencijose.

Abstract

The dissertation deals with six-phase induction motor control problem using six-phase frequency converter with embedded system. The main aim of the dissertation is to develop control method capable to compensate over-currents during post-fault conditions and the stator current vector elliptical trajectory of six-phase frequency induction drive.

The work approaches the following tasks: creation of six-phase inverter simulation model; simulation and experimental studies of six-phase frequency converter and its control algorithm; creation of six-phase induction frequency drive simulation model and research of transients; experimental studies of six-phase induction frequency drive at different supply voltages loads.

The dissertation consists of an introduction, three chapters, general conclusions, references and list of the publications by the author on the dissertation topic and three annexes.

The introduction reveals the investigated problem, importance of the work and the object of research, describes the purpose and tasks of the paper, research methodology, scientific novelty, practical significance of results and presents the defended statements of dissertation. The introduction ends in presenting author's publications on the subject of the defended dissertation, offering the material of made presentations in conferences and the structure of the dissertation.

The first chapter is devoted to a review of the literature. It outlines the advantages and disadvantages of multi-phase motors. Mathematical model of six-phase induction motor and control methods of six-phase induction frequency drives presented. The chapter ends with conclusions and formulated tasks for the dissertation.

The second chapter presents operation principle of six-phase frequency converter; also the delay circuits of transistor control signals are investigated. The simulation model of six-phase induction frequency drive and control algorithm of six-phase frequency converter are presented. At the end of the chapter, conclusions are formulated.

The third chapter introduces experimental studies of six-phase frequency converter. The experimental studies of six-phase induction frequency drive at different supply voltages, frequency and different loads are presented. At the end of the chapter, conclusions according experimental results are formulated.

The results of the work were presented in 7 scientific articles: three – published in peer-reviewed scientific journals, four – in other publications. Seven reports were presented on the subject in conferences at national and international levels.

Žymėjimai

Simboliai

A	– statoriaus A fazė;
B	– statoriaus B fazė;
C	– statoriaus C fazė;
D	– statoriaus D fazė;
E	– statoriaus E fazė;
F	– statoriaus F fazė;
a	– rotorius a fazė;
b	– rotorius b fazė;
c	– rotorius c fazė;
i_A	– statoriaus A fazės srovė;
i_B	– statoriaus B fazės srovė;
i_C	– statoriaus C fazės srovė;
i_D	– statoriaus D fazės srovė;
i_E	– statoriaus E fazės srovė;

i_F	– statoriaus F fazės srovė;
i_a	– rotorius a fazės srovė;
i_b	– rotorius b fazės srovė;
i_c	– rotorius c fazės srovė;
$i_{\alpha s}$	– statoriaus srovės projekcija į α ašį;
$i_{\beta s}$	– statoriaus srovės projekcija į β ašį;
i_{ds}	– statoriaus srovės projekcija į d ašį;
i_{qs}	– statoriaus srovės projekcija į q ašį;
$i_{\alpha r}$	– rotorius srovės projekcija į α ašį;
$i_{\beta r}$	– rotorius srovės projekcija į β ašį;
i_{dr}	– rotorius srovės projekcija į d ašį;
i_{qr}	– rotorius srovės projekcija į q ašį;
J	– variklio rotorius inercijos momentas;
L_A	– statoriaus A fazinės apvijos savasis induktyvumas;
L_B	– statoriaus B fazinės apvijos savasis induktyvumas;
L_C	– statoriaus C fazinės apvijos savasis induktyvumas;
L_D	– statoriaus D fazinės apvijos savasis induktyvumas;
L_E	– statoriaus E fazinės apvijos savasis induktyvumas;
L_F	– statoriaus F fazinės apvijos savasis induktyvumas;
L_{ls}	– statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;
L_{lm}	– abipusis statoriaus apvijų sklaidos induktyvumas;
L_{lr}	– rotorius apvijų sklaidos induktyvumas;
L_m	– abipusis statoriaus ir rotorius apvijų induktyvumas;

M_e	– asinchroninio variklio elektromagnetinis momentas;
M_{st}	– statinis apkrovos momentas;
R_A	– statoriaus A fazinės apvijos varža;
R_B	– statoriaus B fazinės apvijos varža;
R_C	– statoriaus C fazinės apvijos varža;
R_D	– statoriaus D fazinės apvijos varža;
R_E	– statoriaus E fazinės apvijos varža;
R_F	– statoriaus F fazinės apvijos varža;
R_a	– rotoriaus a fazinės apvijos varža;
R_b	– rotoriaus b fazinės apvijos varža;
R_c	– rotoriaus c fazinės apvijos varža;
R_s	– statoriaus aktyvioji varža;
u_A	– statoriaus A fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_B	– statoriaus B fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_C	– statoriaus C fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_D	– statoriaus D fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_E	– statoriaus E fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_F	– statoriaus F fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_a	– rotoriaus a fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_b	– rotoriaus b fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
u_c	– rotoriaus c fazinės apvijos akimirkinė įtampa;
$u_{\alpha s}$	– statoriaus įtampos projekcija į α ašį;

- $u_{\beta s}$ – statoriaus įtampos projekcija į β ašį;
- u_{ds} – statoriaus įtampos projekcija į d ašį;
- u_{qs} – statoriaus įtampos projekcija į q ašį;
- $u_{\alpha r}$ – rotoriaus įtampos projekcija į α ašį;
- $u_{\beta r}$ – rotoriaus įtampos projekcija į β ašį;
- u_{dr} – rotoriaus įtampos projekcija į d ašį;
- u_{qr} – rotoriaus įtampos projekcija į q ašį;
- Ψ_A – statoriaus A fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_B – statoriaus B fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_C – statoriaus C fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_D – statoriaus D fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_E – statoriaus E fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_F – statoriaus F fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_a – rotoriaus a fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_b – rotoriaus b fazinės apvijos surištas srautas;
- Ψ_c – rotoriaus c fazinės apvijos surištas srautas;
- $\Psi_{\alpha s}$ – statoriaus surišųjų srautų projekcija į α ašį;
- $\Psi_{\beta s}$ – statoriaus surišųjų srautų projekcija į β ašį;
- Ψ_{ds} – statoriaus surišųjų srautų projekcija į d ašį;
- Ψ_{qs} – statoriaus surišųjų srautų projekcija į q ašį;
- $\Psi_{\alpha r}$ – rotoriaus surišųjų srautų projekcija į α ašį;
- $\Psi_{\beta r}$ – rotoriaus surišųjų srautų projekcija į β ašį;
- Ψ_{dr} – rotoriaus surišųjų srautų projekcija į d ašį;

- Ψ_{qr} – rotoriaus surištųjų srautų projekcija į q ašį;
- ω_r – rotoriaus sukimosi greitis;
- ω_e – dvipolio variklio sinchroninis greitis.

Turinys

IVADAS	1
Problemos formulavimas.....	1
Darbo aktualumas.....	2
Tyrimų objektas.....	3
Darbo tikslas.....	3
Darbo uždaviniai	3
Tyrimų metodika	3
Darbo mokslinis naujumas	4
Darbo rezultatų praktinė reikšmė	4
Ginamieji teiginiai	4
Darbo rezultatų aprobavimas.....	5
Disertacijos struktūra.....	5
Padėka	5
 1. DAUGIAFAZIŲ ELEKTROS PAVARŲ, JŲ MATEMATINIŲ MODELIŲ IR VALDYMO METODŲ ANALIZĖ	7
1.1. Daugiafaziai elektros varikliai.....	7
1.2. Daugiafazių elektros variklių matematiniai modeliai	12
1.3. Daugiafazių pavarų greičio reguliavimo metodai ir jungimo būdai	20
1.4. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas.....	26

2. ŠEŠIAFAZIŲ PAVARŲ VALDYMO IR INVERTERIO VEIKIMO PRINCIPŲ TYRIMAS	29
2.1. Dažnio keitiklio paskirtis ir struktūra	30
2.2. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių valdymo principai	32
2.2.1. Izoliuotos užtūros dvipolio tranzistoriaus atstojamoji schema ir dinaminės savybės	33
2.2.2. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių valdymo grandinės	35
2.2.3. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių valdymo signalų vėlinimas	39
2.2.4. Šešiafazio dažnio keitiklio elektrinė principinė schema	46
2.3. Imitaciniai modeliai	50
2.4. Šešiafazio įtampos inverterio valdymas naudojant įterptinę sistemą	56
2.5. Antrojo skyriaus išvados	60
3. ŠEŠIAFAZĖS ASINCHRONINĖS DAŽNINĖS PAVAROS EKSPERIMENTINIAI TYRIMAI	61
3.1. Bandymų stendo aprašymas	62
3.2. Šešiafazio dažnio keitiklio eksperimentiniai tyrimai	64
3.3. Eksperimentiniai šešiafazės dažninės pavaros tyrimai	70
3.3. Daugiafazės pavaros poavarinio režimo tyrimas	80
3.4. Trečiojo skyriaus išvados	90
BENDROSIOS IŠVADOS	91
LITERATŪRA IR ŠALTINIAI	93
AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS ..	105
SUMMARY IN ENGLISH	107
PRIEDAI ¹	123
A priedas. Disertacijos autoriaus sąžiningumo deklaracija	125
B priedas. Bendra autorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje	126
C priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos	131

¹ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Contents

INTRODUCTION

Formulation of a problem.....	1
Relevance of the thesis	2
The object of research	3
The aim of the thesis	3
The tasks of the thesis	3
Research methodology	3
Scientific novelty of the thesis	4
Practical value of research findings.....	4
The defended statements	4
Approval of the research findings	5
The structure of the dissertation	5
Acknowledgments	5
 1. ANALYSIS OF CONTROL METHODS OF MULTI-PHASE DRIVES AND THEIR MATHEMATICAL MODELS	 7
1.1. Multiphase electric motors	7
1.2. Mathematical models of multiphase electric motors	12
1.3. Speed regulation methods and connection techniques of multiphase drives	20
1.4. Conclusions of the Chapter 1 and disertation tasks formulation	26

2. ANALYSIS OF SIX-PHASE DRIVE CONTROL AND INVERTER OPERATION	
PRINCIPLES	29
2.1. Function and structure of frequency converter	30
2.2. Control principles of insulated-gate bipolar transistors	32
2.2.1. Equivalent scheme and dynamic properties of insulated-gate bipolar transistor	33
2.2.2. Control circuits of insulated-gate bipolar transistors	35
2.2.3. Delay circuits for insulated-gate bipolar transistors control signals	39
2.2.4. Electrical diagram of six-phase frequency converter	46
2.3. Simulation models	50
2.4. Control of six-phase voltage inverter using an embedded system	56
2.5. Conclusions of the Chapter 2	60
3. EXPERIMENTAL RESEARCH OF SIX-PHASE FREQUENCY INDUCTION DRIVE	61
3.1. Test bench description	62
3.2. Experimental research of six-phase frequency converter	64
3.3. Experimental research of induction six-phase frequency drive	70
3.3. Research of multiphase drive in post-fault conditions	80
3.4. Conclusions of the Chapter 3	90
GENERAL CONCLUSIONS	91
REFERENCES	93
LIST OF SCIENTIFIC PUBLICATIONS BY THE AUTHOR ON THE TOPIC OF THE DISSERTATION	105
SUMMARY IN ENGLISH	107
ANNEXES ²	123
Annex A. Author's declaration of academic integrity	125
Annex B. The co-authors agreement to present publication	126
Annex C. Copies of author scientific publications on the subject of dissertation	131

² The annexes are supplied in the enclosed compact disc.

Įvadas

Problemos formulavimas

Mokslinėje literatūroje nagrinėjami įvairaus fazių skaičiaus asinchroniniai varikliai. Įrodyta, kad pagal asinchroninio variklio magnetinio lauko aukštesniųjų harmonikų sudėtį keturfazė apvija yra identiška dvifazei, o šešiafazė apvija – trifazei. Penkiafazės ir septyniafazės apvijų kuriami magnetiniai laukai yra elipsiniai arba pulsuojamieji, o trifazės ir šešiafazės – apskritiminiai. Šešiafazės apvijos elektromagnetinio efektyvumo koeficientas yra didesnis už trifazės apvijos elektromagnetinio efektyvumo koeficientą ir šešiafazės apvijos pagrindinės magnetovaros harmonikos amplitudinė vertė yra didesnė už trifazės apvijos pagrindinės magnetovaros harmonikos amplitudinę vertę. Tai gerina šešiafazių variklių energetinius rodiklius, lyginant su trifaziais. Taip pat įrodyta, kad šešiafazių variklių elektriniai nuostoliai yra mažesni, o naudingumo ir galios faktoriai – didesni, lyginant juos su trifaziais varikliais (Bugenis et al. 2008; Bukšnaitis 2012, 2013, 2015). Dėl šių priežasčių disertacijoje nagrinėjama šešiafazė dažninė asinchroninė pavara.

Vienas iš šešiafazių asinchroninių variklių trūkumų yra tas, kad neegzistuoja šešiafasis pramoninis elektros tinklas ir tai riboja šių variklių didesnę paplitimą ir naudojimą. Tačiau ši problema išsprendžiama lokaliuose sistemose, kuriose

šešiafaziam varikliui valdyti naudojamas dažnio keitiklis. Dažnio keitiklis kintamąją trifazę įtampą išlygina ir keičia ją kintamos amplitudės ir dažnio įtampa.

Darbe tiriamas šešiafazio asinchroninio variklio valdymas naudojant šešiafazį dažnio keitiklį su įterptine sistema. Šešiafaziai asinchroniniai varikliai pasižymi didesniu patikimumu, nes gali dirbti sugedus vienai ar kelioms statoriaus fazinėms apvijoms, toks darbo režimas vadinamas poavariniu darbo režimu. Šio režimo metu statoriaus kuriamas magnetinis srautas iš apskritiminio tampa elipsiniu, o statoriaus fazinės srovės išauga. Mokslinėje literatūroje yra tiriami įvairūs poavarinio režimo kompensavimo metodai, tačiau visi jie pritaikyti veikti pavarose su vektorinio valdymo algoritmais, o poavarinio režimo kompensavimo klausimas skaliarinio valdymo pavarose mažai išnagrinėtas.

Darbe tirama asinchroninė šešiafazė dažninio valdymo pavara, jos valdymas ir pereinamieji vyksmai esant normaliajam ir poavariniams darbo režimams.

Darbo rezultatai panaudoti kuriant šešiafazį dažnio keitiklį, jo valdymo algoritmą, kuris leidžia varikliui dirbti poavariniu režimu.

Darbo aktualumas

Šešiafazis variklis kartu su jo galios elektronika sudaro sudėtingą automatinio valdymo sistemą. Šešiafaziai galios inverteriai pramoniniu būdu nėra gaminami, todėl galios inverteriu valdomos šešiafazės pavaros teoriniai ir eksperimentiniai pereinamųjų vyksmų tyrimai esant įvairiems darbo režimams yra aktualūs, kuriant inverterio valdymo algoritmus ir pavaros valdymo būdus. Šešiafazis variklis gali veikti atsijungus vienai, dviem ar trimis fazėms, todėl variklio nesimetrinių režimų tyrimas yra būtinas nesimetrinio variklio valdymo metodams sukurti.

Daugiafaziai varikliai pirmiausia vertinami dėl jų didesnio patikimumo, todėl jie imti taikyti karinėje ir kosmoso pramonėje. Dėl didesnės galios ir tūrio santykio, patikimumo, taip pat ir dėl kitų privalumų lyginant juos su trifaziais varikliais imta juos taikyti ir kitose sferose: elektriniuose lokomotyvuose, lėktuvuose, erdvėlaiviuose, laivyboje, branduolinėje energetikoje bei naftos pramonėje. Paskutinių dešimtmečių daugiafazės pavaros imtos taikyti kuriant elektrinius ir hibridinius automobilius – tai pastūmėjo šių variklių plitimą ir intensyvesnius tyrimus.

Verta paminėti, kad šešiafazių asinchroninius variklius galima gaminti naudojant trifazių asinchroninių variklių bazę, o tai palengvina šių variklių serijinę gamybą. Pigūs dažnio keitikliai, kuriems nereikalinga sudėtinga gamybos technologija, paskatintų daugiafazių pavarų serijinę gamybą ir paplitimą pramonėje.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – šešiafazė dažniniais metodais valdoma asinchroninė pvara, galinti veikti poavariniu režimu.

Darbo tikslas

Darbo tikslas – sukurti šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros valdymo metodą, gebantį kompensuoti poavarinio režimo metu pasireiškiančius viršsrovius ir statoriaus srovės vektoriaus elipsinę trajektoriją.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti reikia išspręsti šiuos uždavinius:

1. Sukurti ir ištirti daugiafazį dažnio keitiklį su inverterio tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinėmis.
2. Sukurti ir ištirti šešiafazę asinchroninę dažninio valdymo pavarą su skaliarinio valdymo algoritmu, kai pvara veikia normaliuoju režimu.
3. Ištirti vienos iš statoriaus fazių poavarinio režimo poveikį šešiafazės dažninės skaliarinio valdymo pavaros srovių sistemai.
4. Sukurti šešiafazės dažninės pavaros poavarinio režimo kompensavimo metodą, reguliuojantį pavienių statoriaus srovių efektines vertes.

Tyrimų metodika

Darbe taikomi skaitmeninio imitavimo ir eksperimentiniai tyrimo metodai: skaitiniai netiesinių diferencialinių lygčių sprendimo metodai; objektinių kompiuterinių modelių sudarymo Matlab Simulink® aplinkoje metodai; vizualaus elektroninių schemų projektavimo ir imitavimo LTspice® aplinkoje metodai; eksperimentiniai elektromechaninių sistemų tyrimų ir signalų apdorojimo laiko ir dažnio srityje metodai.

Eksperimentiniai tyrimai atlikti Vilniaus Gedimino technikos universiteto Elektronikos fakulteto Automatikos katedroje.

Darbo mokslinis naujumas

Rengiant disertaciją buvo gauti šie elektros ir elektronikos inžinerijos mokslui nauji rezultatai:

1. Sukurtas naujas skaliarinis šešiafazio keitiklio valdymo algoritmas poavariniam variklio režimui, kuris skirtingai nuo dabar taikomų reguliuoja statoriaus srovės nemažindamas formuojamų įtampų amplitudžių.
2. Įrodyta, kad vienodos amplitudės apskritiminė variklio statoriaus srovės vektoriaus trajektorija gali būti suformuota iš skirtingas efektines vertes turinčių srovių.
3. Sukurtas naujas skaliarinis šešiafazio keitiklio valdymo algoritmas poavariniam variklio režimui, kuris gali reguliuoti pavienių statoriaus srovių efektines vertes išlaikant pastovią srovės vektoriaus trajektoriją.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Remiantis disertacijos rezultatais sukurtas šešiafazis dažnio keitiklis skaliariniam šešiafazio variklio valdymo metodui realizuoti, kuris gali būti taikomas pramonės šakose, kuriose nereikalaujamas tikslus variklio sukimo momento valdymas.

Sukurtos šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros imitacinis modelis leidžia toliau vykdyti šešiafazių variklių valdymo metodų tobulinimą ir tyrimus.

Sukurtas šešiafazės asinchroninės pavaros eksperimentinių tyrimų standas bus naudojamas tolimesniems šešiafazių asinchroninių pavarų tyrimams.

Ginamieji teiginiai

1. Sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodas asinchroninei dažniinei pavarai valdyti užtikrina fazinių srovių trečiosios harmonikos ne didesnę kaip 10 % pirmosios harmonikos amplitudės.
2. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, veikiančios vienos fazės poavariniu režimu, statoriaus srovės vektoriaus trajektorija įgauna elipsės formą, o srovių efektinės vertės padidėja apie 40 % lyginant su normaliojo režimo srovėmis.

3. Skaliarinis vienos nutrūkusios fazės poavarinio režimo kompensavimo metodas, atkuria apskritiminę statoriaus srovės vektoriaus trajektoriją ir sumažina srovių efektines vertes.

Darbo rezultatų apibavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 7 moksliniai straipsniai: trys – recenzuojamuose mokslo žurnaluose: Pitrėnas, 2014a; Pitrėnas, Uznys 2016; Pitrėnas *et al.*, 2017, keturi – kituose leidiniuose: Pitrėnas, 2014b, 2014c, 2015a; Pitrėnas *et al.*, 2015b.

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo paskelbti septyniose mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

Jaunųjų mokslininkų konferencijose „Mokslas – Lietuvos ateitis“ 2014–2016 m. Vilniuje;

Tarptautinėse konferencijose „eStream“ 2015, 2016 m. Vilniuje;

Tarptautinėje konferencijoje „XXIII International Conference on Electromagnetic Disturbances“ 2015 m. Bialystokas, Lenkijoje;

Tarptautinėje konferencijoje „65-я научно-техническая конференция студентов и магистрантов“ 2014 m., Minske, Baltarusijoje.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai, bendrosios išvados, literatūros šaltinių sąrašas, autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašas, santrauka anglų k. ir trys priedai.

Darbo apimtis – 106 puslapiai be priedų, tekste panaudota 20 numeruotų formulių, 74 paveikslai ir 5 lentelės. Rašant disertaciją buvo panaudoti 137 literatūros šaltiniai.

Padėka

Dėkoju darbo vadovui doc. dr. Andriui Petrovui ir prof. habil. dr. Romai Rinkevičienei už metodinę pagalbą ir vadovavimą rašant straipsnius bei rengiant disertaciją.

Nuoširdžiai dėkoju prof. emeritui habil. dr. Algirdui Smilgevičiui ir doc. dr. Dainiui Udriui už išsakytus vertingus patarimus bei pareikštas pastabas.

Dėkoju doc. dr. Sauliui Lisauskui ir dokt. Donatui Uzniui už indėlį į mokslinius tyrimus, bendrai atliktus disertacijos tema mokslinius darbus.

Už moralinį palaikymą ir paskatinimą studijuoti doktorantūroje širdingai dėkoju žmonai Rimai bei tėvams Aurelijui ir Audronei Pitrėnams.

Daugiafazių elektros pavarų, jų matematinių modelių ir valdymo metodų analizė

Skyriuje apžvelgiami daugiafazių varikliai, jų konstrukcija, veikimo principai ir taikymo atvejai. Aprašomos asinchroninių variklių koordinačių sistemos, analizuojami asinchroninių variklių matematiniai modeliai. Taip pat aptariami asinchroninių variklių greičio reguliavimo ir pavarų jungimo būdai. Skyriaus pabaigoje pateikiamos pirmojo skyriaus išvados ir tikslinami darbo uždaviniai.

Skyriaus tematika paskelbti 2 straipsniai (Pitrėnas, Petrovas 2014a; Pitrėnas 2014c).

1.1. Daugiafazių elektros varikliai

Dauguma vykdyklių yra tam tikros rūšies elektros varikliai, kurie skirti mechatroninės sistemos sukamajam ar slenkamajam judesiui kurti. Tikslinga pažymėti, kad vykdykliai yra vieni iš pagrindinių mechatroninių sistemų elementų. Įprastai varikliams tenka dirbti trumpalaikiu režimu, aktualus dažnas stabdymas ir itin svarbu, kad būtų palaikomas tikslus nustatytas greitis. Suprantama, kad tam tik-

ros rūšies variklius naudoti yra patogiau, atsižvelgiant į variklio elektromechanines charakteristikas bei sukimosi greičio valdymą.

Kolektoriniai nuolatinės srovės varikliai geriausiai atitinka sukimosi greičio reguliavimo reikalavimus ir naudojami kai greičio reguliavimo diapazonas yra didelis.

Paprastą šių variklių sukimosi greičio valdymą lemia tiesinės elektromechaninės charakteristikos ir maitinimo įtampos vertė. Būtina atkreipti dėmesį, kad šiems varikliams reikalinga nuolatinė priežiūra, nes šepečiai nusidėvi ir juos privaloma keisti. Su kolektoriaus veikimu yra susijęs kibirkščiavimas ir keliamas akustinis triukšmas (Leonhard, 2001).

Visi šie kolektorinių nuolatinės srovės variklių trūkumai mažina jų patikimumą, lyginant juos su kitų tipų ir konstrukcijų elektros varikliais. Projektuojant automatines ar mechatronines sistemas variklio kaina ir patikimumas yra svarbūs rodikliai.

Nuolatinės srovės variklius dažniausiai galima pakeisti kitais varikliais: elektroniskai komutuojamais nuolatinės srovės, kintamosios srovės sinchroniniais varikliais su nuolatiniais magnetais rotoruje ar asinchroniniais elektros varikliais. Visų šių variklių konstrukcijoje nėra mechaninių elektros srovės komutavimo mazgų ir juose yra tik vienas mechaniskai dylantis mazgas – guoliai, todėl tokie varikliai patikimesni ir turi mažesnius eksploataavimo kaštus.

Šiuo metu pramonėje labiausiai paplitę yra trifaziai kintamosios srovės asinchroniniai varikliai. Šio tipo varikliai yra nesudėtingai eksploatuojami ir yra patikimi, lyginant su nuolatinės srovės varikliais. Trifaziai asinchroniniai varikliai maitinami iš trifazės įtampos tinklo ar trifazių dažnio keitiklių ir juose kuriamas sukamasis apskritiminis magnetinis laukas.

Įprasta, kad trifazę srovių sistemą naudojantys daugiafaziai varikliai yra vadinami trifaziais, o daugiafaziais laikomi varikliai, kurių fazių skaičius didesnis už tris. Taigi, kaip ir mokslinėje literatūroje, taip ir šioje disertacijoje bus laikomasi tokios apibrėžčių sampratos.

Nors trifaziai asinchroniniai varikliai pramonėje taikomi plačiausiai, šie varikliai turi ir trūkumų. Galima išskirti tokius pagrindinius trifazių asinchroninių variklių trūkumus: šie varikliai negali pasileisti sugedus vienai iš statoriaus fazinių apvijų ir rotorui suktis sugedus kelioms statoriaus fazinėms apvijoms. Iš esmės šie trifazių variklių trūkumai ir paskatino daugiafazių variklių kūrimą ir vystymąsi.

Mokslinėje literatūroje daugiafazis variklis paminėtas 1969 m. Tai buvo penkiafazis asinchroninis variklis maitinamas iš penkiafazio įtampos inverterio. Būtent tada prasidėjo pirmieji daugiafazių variklių tyrimai, kurie ateinančius 20 metų buvo vangūs. Daugiafazių variklių tyrimai suaktyvėjo 1990 m., tačiau pasauliniu mastu daugiafazės pavaros pradėtos tirti tik šio šimtmečio pradžioje (Levi, 2007).

Nuo 1990 m., pradėjus daugiafazius variklius taikyti laivuose, ypač suaktyvėjo jų tyrimai. Išsiaiškinta, kad daugiafazių variklių statoriaus nuostoliai mažesni, mažesnės rotoriaus srovių harmonikos bei mažesnės sukimo momento pulsacijos. Vienas pagrindinių daugiafazių variklių pranašumų, lyginant juos su trifaziais varikliais, yra tas, kad daugiafaziai varikliai gali dirbti poavariniu režimu, t. y. sugedus vienai ar daugiau statoriaus fazių, o tai gerokai didina šių variklių patikimumą. Šešiafaziai asinchroniniai varikliai gali būti paleisti ir veikti, jei yra bent trys veikiančios fazės, su sąlyga, kad gedimai atsiranda ne gretimose statoriaus fazėse (Batista *et al.* 2013; Gonzalez-Prieto *et al.* 2016; Wu *et al.* 2015; Duran *et al.* 2016; Jacobina *et al.* 2004; Lipinskis, 2015, Kiani-nzhad *et al.* 2008).

Daugiafaziai varikliai taip pat pasižymi mažesniu akustiniu triukšmu, lyginant su trifaziais varikliais, taip pat nustatytos ir kitos daugiafazių variklių savybės, tokios kaip atsparumas gedimams ir didesnis daugiafazių variklių sukimo momentas, lyginant su trifaziais varikliais, esant mažesnei fazinei srovei. Šešiafaziai asinchroniniai varikliai turi 6,7 % mažesnius elektrinius nuostolius, lyginant juos su trifaziais varikliais, kuriuose sukotos ekvivalentiškos tokio paties žingsnio fazinės apvijos (Nabi *et al.* 2011a; Deilamani *et al.* 2011; Taheri *et al.* 2012; Zhao *et al.* 1996; Apsley *et al.* 2005; Singh, 2006; Silva *et al.* 2006; Yongle *et al.* 2009).

Daugiafazių variklių pranašumai prieš įprastus trifazius variklius paskatino jų taikymą įvairiose pramonės šakose. Daugiafaziai varikliai plačiai taikomi jūrų transporte, laivuose (Taheri *et al.* 2012; Santos *et al.* 2011; Moghadasian *et al.* 2010; Nabi *et al.* 2011b), elektrinėse arba elektrinėse-hibridinėse transporto priemonėse, orlaiviuose, lokomotyvuose (Alnajjar *et al.* 2015; Cavagnino *et al.* 2014; Baltatanu *et al.* 2013; Vukosavic *et al.* 2005; Abjadi *et al.* 2010; Ahmed, 2012; Oleschuk *et al.* 2009; Oleschuk *et al.* 2007a; Levi *et al.* 2006), vandens aparatuose, erdvėlaiviuose, robotams valdyti ir didelės galios įrenginiuose (Bojoi *et al.* 2016; Goyal *et al.* 2012; Santos *et al.* 2010).

Vienas pagrindinių daugiafazių variklių trūkumų, kuris stabdo spartesnį šio tipo taikymą plačiojoje pramonėje, yra tas, kad pramonėje naudojamas trifazis tinklas, todėl daugiafazio variklio maitinimui reikalingos papildomos priemonės, kurios transformuotų trifazį tinklą į reikiamo fazių skaičiaus daugiafazį elektros tinklą. Šešiafaziams asinchroniniams varikliams maitinti gali būti naudojamas specialus transformatorius, kurio pirminės apvijos jungiamos prie trifazio elektros tinklo, o antrinėse apvijose suformuojamas šešiafazis elektros tinklas, taip pat gali būti naudojamas šešiafazis dažnio keitiklis, kuris keičia pramoninį trifazį kintamosios srovės tinklą į šešiafazį, kintamo dažnio ir amplitudės tinklą. Daugiafazėse pavarose, kuriose daugiafazis variklis maitinamas dažnio keitikliu, galima reguliuoti daugiafazio variklio sukimosi greitį, o jeigu maitinama iš specialaus transformatoriaus, variklio sukimosi greičio keisti neįmanoma. Speciali-

zuotas transformatorius ar daugiafazis dažnio keitiklis yra papildomas daugiafazės pavaros elementas, kuris pakelia bendrą pavaros kainą. Tačiau šiais laikais daugeliu atvejų papildomas pavaros elementas nors ir kelia sistemos kainą, tačiau tai yra vertinama kaip atsiperkanti investicija įvertinant didesnę pavaros patikimumą.

Daugiafazis elektros tinklas gali būti kuriamas ir branduoliniuose objektuose, avariniuose įrenginiuose, kur reikalingas didelis įrenginių patikimumas. Daugiafazių varikliai, dėl jų gebėjimo dirbti dingus vienai ar daugiau statoriaus fazių, gali užtikrinti šių įrenginių nepertraukiamą darbą. Šioje pramonės šakoje daugiafazis tinklas gaunamas keičiant daugiafazio generatoriaus mechaninę veleno energiją į pageidaujamo fazių skaičiaus elektros energiją.

Daugiafazių elektros pavarų patikimumas ir galimybė pavarai funkcionuoti esant gedimui taip pat lemia jų naudojimą kosmoso pramonėje, t. y. erdvėlaiviuose ir palydovuose. Šiam pasirinkimui įtakos turi ir mažesni remonto kaštai, kurie kosmoso pramonėje yra daug kartų didesni nei įprastai.

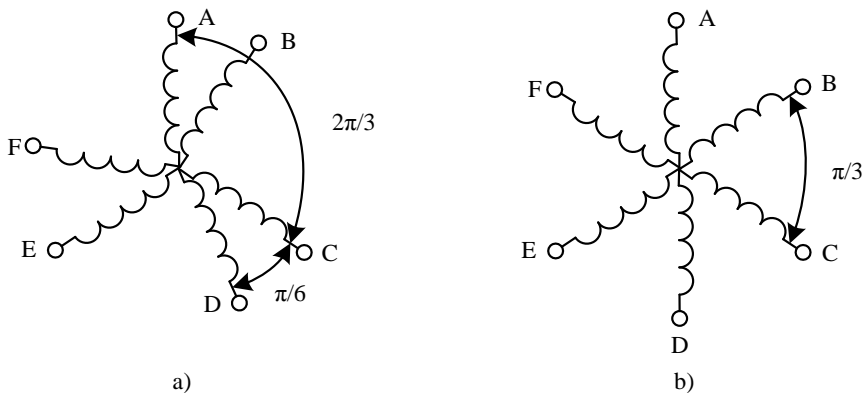
Daugiafazių varikliai taip pat labai paplitę didelės galios ir traukos įrenginiuose, įprastuose bei povandeniniuose laivuose, taip pat lokomotyvuose, kuriuose naudojamų elektros variklių galia gali siekti 4000 kW ir daugiau. Daugiafaziuose varikliuose ši galia pasiskirsto visoms jų sudarančioms fazinėms apvijoms po lygiai, todėl šių variklių fazinės srovės bus mažesnės nei tokios pačios galios trifaziuose varikliuose. Tai leidžia daugiafazių variklius maitinančiuose dažnio keitikliuose naudoti mažesnės galios puslaidininkinius raktus, kurių kaina yra mažesnė.

Literatūros šaltiniuose nurodoma, kad šešiafazių varikliai pasižymi visais pirmiau išdėstytais daugiafazio variklio privalumais ir teigiama, kad, lyginant su didesnio fazių skaičiaus varikliais, šešiafazių variklių magnetovaro harmoninė sudėtis yra geresnė (Kats, 1997). Tai lemia mažesnius nuostolius, mažesnes sukimo momento pulsacijas, tylesnį darbą, mažesnes medžiagų sąnaudas ir kainą. Taip pat gaunamos geresnės charakteristikos. Šešiafazio asinchroninio variklio taikymas gana ribotas dėl nepakankamų jų savybių tyrimų, tačiau retais atvejais šešiafazių varikliai pakeičia pramonėje naudojamus trifazių variklius dėl jų geresnių savybių.

Verta paminėti, kad atliekami įvairaus fazių skaičiaus daugiafazių variklių tyrimai. Moksliniuose straipsniuose publikuojami penkiafazių (Schreier *et al.* 2013; Islam *et al.* 2013; Iqbal *et al.* 2012; Oleschuk *et al.* 2011; Kouzou *et al.* 2013), šešiafazių (Schreier *et al.* 2014; Kadaba *et al.* 2011), septyniafazių (Thavot *et al.* 2013), devynfazių (Kats, 1997), vienuolikafazių (Ashoush *et al.* 2013; Moinoddin *et al.* 2013), dvylikafazių (Dhillon *et al.* 2013; Williamson *et al.* 2003), penkiolikafazių (Liu *et al.* 2013), aštuoniolikafazių (Grigore – Muler, 2010) variklių tyrimo rezultatai. Tyrimus daugiausiai inicijuoja karo, automobilių bei kosmoso pramonės atstovai.

Šioje disertacijoje nagrinėjamas šešiafazis asinchroninis variklis, maitinamas iš šešiafazio dažnio keitiklio. Atsižvelgiant į statoriaus apvijas, šešiafaziai asinchroniniai varikliai gali būti dviejų rūšių: simetriniai ir asimetriniai (1.1 pav.). Asimetrinių asinchroninių variklių statoriaus fazinės apvijos suklotos viena kitos atžvilgiu asimetriškai, t. y. kampas tarp gretimų statoriaus fazinių apvijų yra nevienodas, o simetrinių asinchroninių šešiafazių variklių statoriaus fazinės apvijos viena kitos atžvilgiu perstumtos vienodais kampais ir šešiafazio asinchroninio variklio atveju sudaro 60 elektrinių laipsnių kampą. Būtina paminėti, kad dažniausiai pasirenkami simetriniai šešiafaziai asinchroniniai varikliai (Mansour *et al.* 2008; Markadeh *et al.* 2009; Nanoty *et al.* 2012).

1.1 paveiksle, a, pateiktas asimetrinio šešiafazio variklio statorius, kurio statoriuje yra dvi trifazės apvijos, tarp kurių ašių yra 30 elektrinių laipsnių kampas, b – simetrinio šešiafazio variklio statorius, kurio statoriuje yra viena šešiafazė apvija.



1.1 pav. Šešiafazių asinchroninių variklių apvijų padėtis statoriuje:

a) asimetrinio variklio; b) simetrinio variklio

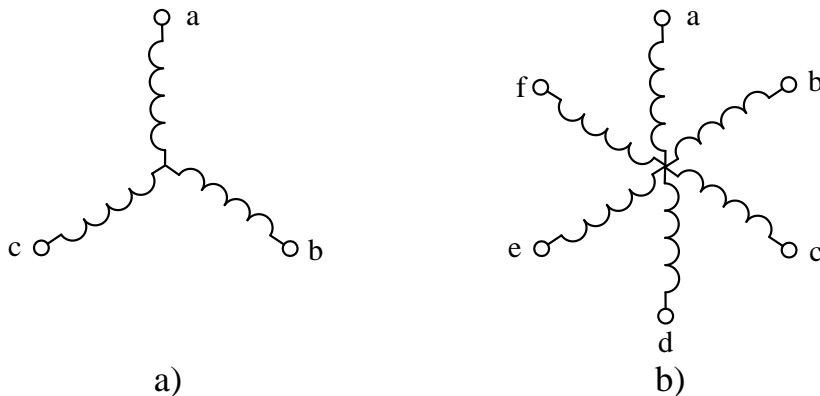
Fig. 1.1. Stator windings of six-phase AC motors: a) asymmetrical motor; b) symmetrical motor

Šešiafaziuose varikliuose dažniausiai naudojami dviejų skirtingų konstrukcijų rotorai su trifazėmis arba šešiafazėmis apvijomis. Skirtingų konstrukcijų rotorai pateikti 1.2 paveiksle.

Šešiafazių variklių rotoruose, kuriuose yra suklota trifazė apvija, kampinis poslinkis tarp skirtingų rotoriaus fazių sudaro 120 elektrinių laipsnių. Jeigu rotoriuje suklota šešiafazė apvija, tai kampinis poslinkis tarp gretimų rotoriaus fazių sudaro 60 elektrinių laipsnių.

Laboratorijose paprastai nagrinėjami šešiafaziai varikliai su skirtingomis statorių ir rotorių kombinacijomis. Atlikus literatūros analizę galima teigti, kad

dažnai nagrinėjami varikliai, kurių statoriuje suklota asimetrinė šešiafazė apvija, o rotoriuje – trifazė apvija, taip pat nagrinėjami varikliai su simetrine šešiafaze apvija statoriuje bei rotoriuje.



1.2 pav. Šešiafazio variklio rotorius su: a) trifaze apvija; b) šešiafaze apvija
Fig. 1.2. Rotor of six-phase AC motor: a) with three-phase winding; b) with six-phase winding

Modeliuojant daugiafazį variklį su narveliniu rotoriumi, nėra griežtų taisyklių rotoriaus fazių skaičių apibrėžti. Įprastai statoriaus ir rotoriaus fazių skaičius yra priimamas toks pat. Dinaminiam variklio darbo režimui tirti ši daugiafazė sistema verčiama į dvifazę taikant Klarko transformaciją, todėl rotoriaus fazių skaičius esminės įtakos modeliavimo rezultatams neturi. Vienintelis skirtumas tarp trifazio ir šešiafazio rotoriaus modelio yra jo sutelktųjų parametrų vertės. Fazių skaičius šiuo atveju yra laisvai pasirenkamas. Narvelinio rotoriaus parametrų tiesiogiai išmatuoti neįmanoma, todėl svarbu teisingai juos identifikuoti pasirinktam fazių skaičiui.

Šioje disertacijoje tiriama šešiafazė asinchroninė pavara, kurios variklio statoriuje suklota simetrinė šešiafazė apvija, kurios kampinis poslinkis tarp gretimų fazių sudaro 60 elektrinių laipsnių, o rotoriuje suklota trifazė apvija, kurios kampinis poslinkis tarp gretimų fazių sudaro 120 elektrinių laipsnių.

1.2. Daugiafazių elektros variklių matematiniai modeliai

Tiriant variklio valdymą, pirmiausia tikslinga ištirti teorines valdymo galimybes, pasitelkiant imitacinius modelius ir tik įvykdžius tam tikrą atranką tirti eksperimentiškai. Norint sukurti kompiuterinį modelį pirmiausia reikia sudaryti variklio

matematinį modelį. Šiame skyriuje bus pateiktas daugiafazio asinchroninio variklio matematinis modelis.

Elektros mašinų tyrimui dažniausiai naudojami sutelktųjų parametrų matematiniai modeliai. Matematinų lygčių parametrai yra varžos ir induktyvumai, kurie skirti magnetiniams srautams, elektromagnetiniams momentams ir kitiems dydžiams išreikšti.

Sutelktųjų parametrų asinchroninio variklio modeliai gali būti sudaryti naudojant kelis skirtingus metodus, tai fazinių koordinačių bei ekvivalentinės dvifazės mašinos dq koordinačių sistemos modeliai (Ahmad, 2010; Chiasson, 2005; Kong *et al.* 2014; Guzman *et al.* 2014a; Guzman *et al.* 2014b; Bose, 2006; Meinguet *et al.* 2012; Fitzgerald *et al.* 2003; Kriauciūnas, 2013; Wildi, 2002; Robyns *et al.* 2012; Rinkevičienė, Petrovas, 2005).

Kiekviena šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus fazinė apvija turi savąją induktyvumą L_s kuriantį vidinę įtampą, kurią indukuoja ta fazinė apvija tekanči srovė, ir abipusiu sklaidos induktyvumu L_m . Narvelinis rotorius aprašomas ekvivalentiškai statoriui: savuoju rotoriaus induktyvumu L_r ir abipusiu sklaidos induktyvumu L_m . Sudarant simetrinių šešiafazių variklių matematinius modelius priimamos šios prielaidos: visų statoriaus fazinių apvijų savieji induktyvumai yra lygūs, abipusiai sklaidos induktyvumai yra lygūs. Rotoriaus apvijų abipusiai induktyvumai taip pat laikomi lygiais. Priėmus visus supaprastinimus, simetrinio šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus apvijų įtampų balanso lygtys yra užrašomos taip:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = \frac{d\Psi_A}{dt} + R_A i_A; \\ u_B = \frac{d\Psi_B}{dt} + R_B i_B; \\ u_C = \frac{d\Psi_C}{dt} + R_C i_C; \\ u_D = \frac{d\Psi_D}{dt} + R_D i_D; \\ u_E = \frac{d\Psi_E}{dt} + R_E i_E; \\ u_F = \frac{d\Psi_F}{dt} + R_F i_F, \end{array} \right. \quad (1.1)$$

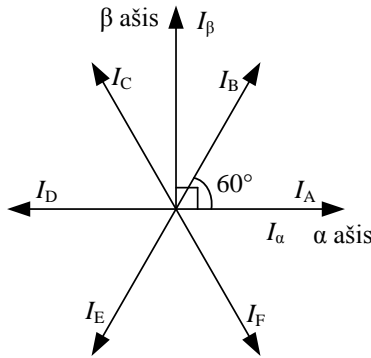
čia R_i – atitinkamos statoriaus fazinės apvijos varža, Ψ_i – atitinkamos statoriaus fazinės apvijos surištas srautas, u_i – atitinkamos statoriaus fazinės apvijos akimirkinė įtampa, i_i – atitinkamos statoriaus fazės srovė.

Įtampų balanso lygtys rotorius apvijoms užrašomos taip:

$$\begin{cases} u_a = \frac{d\Psi_a}{dt} + R_a i_a; \\ u_b = \frac{d\Psi_b}{dt} + R_b i_b; \\ u_c = \frac{d\Psi_c}{dt} + R_c i_c, \end{cases} \quad (1.2)$$

čia R_i – atitinkamos rotorius fazinės apvijos varža, Ψ_i – atitinkamos rotorius fazinės apvijos surištas srautas, u_i – atitinkamos rotorius fazinės apvijos akimirkinė įtampa, i_i – atitinkamos rotorius fazės srovė.

Fazinių koordinačių modelio matematinėse išraiškose abipusis statoriaus ir rotorius induktyvumas, kiti kintantys parametrai įvertinami atsižvelgiant į variklio rotorius padėtį. Jam sukantis, kinta abipusis statoriaus ir rotorius induktyvumas, todėl matematinio modelio lygtys yra netiesinės. Asinchroninio variklio lygčių sprendimas fazinėje koordinačių sistemoje yra plačiau nagrinėtas šaltiniuose (Petrovas, 2007; Robyns *et al.* 2012).



1.3 pav. Klarko transformacija

Fig. 1.3. Clark transformation

Fazinių koordinačių modelis gali būti supaprastintas atlikus šešių vektorių transformaciją į du statmenus vektorius. Kitaip tariant, šešiafazė mašina yra transformuojama į dvifazę mašiną, tai atliekama pasitelkiant Klarko transformaciją (1.3 pav.) (Microsemi, 2013).

Prieš atliekant transformaciją ir po jos sistemos kintamųjų skaičius turi sutapti, taigi n -fazė mašina turi n naujų statoriaus srovės dedamųjų (Abjadi *et al.* 2010; Renukadevi *et al.* 2012). Tam, kad šešiafazis asinchroninis variklis būtų transformuojamas į dvifazį, yra svarbios tokios prielaidos: oro tarpo pastovumas, įtampos ir srovės kitimas sinuso dėsnio, neatsižvelgiama į magnetinį įsotinimą ir į šerdies nuostolius. Toliau aprašomas n -fazis simetrinis asinchroninis variklis, kurio kampas tarp bet kurių gretimų statoriaus fazių yra $\alpha = 2\pi/n$. Be to, apvijos yra sujungtos žvaigžde ir turi vieną nulinį tašką:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_x \\ u_y \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ 0_+ \\ 0_- \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos(n-1)\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & \sin(n-1)\alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 2(n-1)\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots & \sin 2(n-1)\alpha \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & (-1)^{n-1} \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ u_n \end{bmatrix}, \quad (1.3)$$

čia u_i , 0_j – įtampos, n – fazių skaičius.

Pirmosios dvi matricos eilutės aprašo α - β dedamąsias, kurios kuria pagrindinį variklio srautą ir sukimo momentą (Mansour *et al.* 2008). Dvi paskutinės eilutės aprašo nulinės eilės dedamąsias, o likusios matricos eilutės aprašo x - y dedamąsias.

x - y dedamųjų porų lygtys yra visiškai atskirtos nuo kitų dedamųjų, įskaitant statoriaus ir rotorius ryšius. Šios dedamosios nedaro įtakos sukimo momentui, kai mašinos konstrukcija yra simetrinė. Jų poveikis pasireiškia tik esant skirtingoms fazinėms maitinimo įtampoms. Nulinės eilės dedamoji neegzistuoja jokioje žvaigžde sujungtoje daugiafazėje sistemoje be nulinio laidininko.

Aprašomo šešiafazio asinchroninio variklio kampas tarp statoriaus fazių yra 60° el. laipsnių, todėl $n = 6$ ir $\alpha = \pi/3$.

Remiantis pirmiau pateiktomis prielaidomis, galutinės šešiafazio variklio statoriaus įtampų lygtys atrodo taip:

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha & \cos 5\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha & \sin 5\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \end{bmatrix}, \quad (1.4)$$

čia $\alpha = \pi/3$.

Asinchroninio variklio trifazio rotoriaus įtampų lygtys atrodo taip:

$$\begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (1.5)$$

Gautų įtampų koordinačių sistema yra nejudamai pririšta prie statoriaus taip kaip ir fazinės įtampos. Statoriaus įtampų balansas stacionarioje $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje aprašomas lygtimis (Kianinezhad *et al.* 2008; Miranda *et al.* 2007):

$$\begin{cases} u_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Psi_{as}; \\ u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \Psi_{\beta s}, \end{cases} \quad (1.6)$$

čia u_{as} – statoriaus įtampų projekcija į α ašį; $u_{\beta s}$ – statoriaus įtampų projekcija į β ašį; R_s – statoriaus aktyvioji varža; i_{as} – statoriaus srovių projekcija į α ašį; $i_{\beta s}$ – statoriaus srovių projekcija į β ašį; Ψ_{as} – statoriaus surišųjų srautų projekcija į α ašį; $\Psi_{\beta s}$ – statoriaus surišųjų srautų projekcija į β ašį.

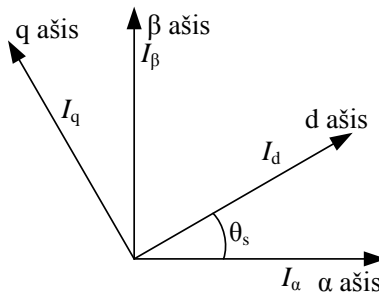
Rotoriaus įtampų balanso lygtys stacionarioje $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje:

$$\begin{cases} u_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Psi_{ar} - \omega_r \Psi_{\beta r}; \\ u_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \Psi_{\beta r} + \omega_r \Psi_{ar}, \end{cases} \quad (1.7)$$

čia u_{ar} – rotoriaus įtampos projekcija į α ašį; $u_{\beta r}$ – rotoriaus įtampos projekcija į β ašį; i_{ar} – rotoriaus srovės projekcija α ašį; $i_{\beta r}$ – rotoriaus srovės projekcija į β

ašį; $\Psi_{\alpha r}$ – rotoriaus surištojo srauto projekcija į α ašį; $\Psi_{\beta r}$ – rotoriaus surištojo srauto projekcija į β ašį; ω_r – rotoriaus sukimosi greitis.

Stacionari koordinačių sistema $\alpha\beta$ keičiama į sinchroniniu greičiu besisukančią koordinačių sistemą dq taikant Parko transformaciją (1.4 pav.) (Abu-Rub *et al.* 2012; Microsemi, 2013).



1.4 pav. Parko transformacija

Fig. 1.4. Park transformation

Šešiafazio variklio statoriaus įtampų Parko transformacija atrodo taip:

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix}; \quad (1.8)$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \quad (1.9)$$

čia θ_s – sinchroniniu greičiu besisukančio srauto kampas; ω_s – sinchroninis kampinis greitis.

Asinchroninio variklio trifazio rotoriaus įtampų Parko transformacija atrodo taip:

$$\begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

Taikant Parko transformaciją 1.6 ir 1.7 lygtims, gaunamos statoriaus ir rotoriaus įtampų balanso lygtys besisukančioje dq koordinačių sistemoje. Statoriaus įtampų balanso lygtys besisukančioje dq koordinačių sistemoje (Baltatanu *et al.* 2013; Nategh *et al.* 2008):

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_s \Psi_{qs}; \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_s \Psi_{ds}, \end{cases} \quad (1.11)$$

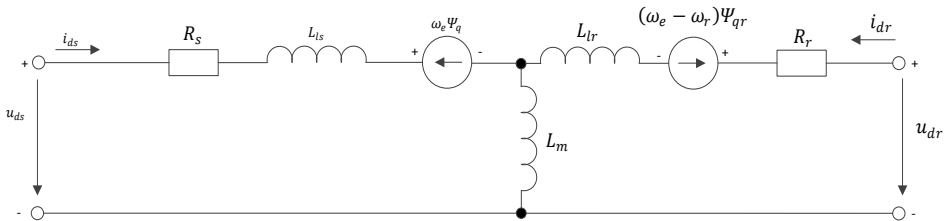
čia u_{ds} – statoriaus įtampos projekcija į d ašį; u_{qs} – statoriaus įtampos projekcija į q ašį; i_{ds} – statoriaus srovės projekcija d ašį; i_{qs} – statoriaus srovės projekcija į q ašį; Ψ_{ds} – statoriaus surištojo srauto projekcija į d ašį; Ψ_{qs} – statoriaus surištojo srauto projekcija į q ašį.

Rotoriaus įtampų balanso lygtys besisukančioje dq koordinatinių sistemoje:

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{qr}; \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi_{dr}, \end{cases} \quad (1.12)$$

čia u_{dr} – rotoriaus įtampos projekcija į d ašį; u_{qr} – rotoriaus įtampos projekcija į q ašį; i_{dr} – rotoriaus srovės projekcija d ašį; i_{qr} – rotoriaus srovės projekcija į q ašį; Ψ_{dr} – rotoriaus surištojo srauto projekcija į d ašį; Ψ_{qr} – rotoriaus surištojo srauto projekcija į q ašį.

Remiantis 1.12 ir 1.13 lygtimis sudarytos variklio dinaminio modelio ekvivalentinės schemos besisukančioje dq koordinatinių sistemoje. Jos parodytos 1.5 ir 1.6 paveiksluose (Brice *et al.* 2000; Dharmaprakash *et al.* 2013).

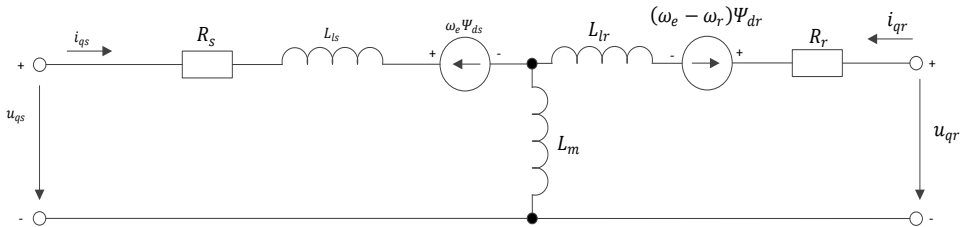


1.5 pav. Asinchroninio variklio atstojamoji schema, d ašies grandinė

Fig. 1.5. Equivalent circuit of AC motor, d axis circuit

Visi stacionariosios koordinatinių sistemos kintamieji (įtampos, srovės, srautai) pavirsta nuolatinais dydžiais, o tai yra neabejotinas dq dinaminio modelio

privalumas. Disertacijoje šešiafazio asinchroninio variklio modelis bus sudaromas dq koordinatų sistemoje.



1.6 pav. Asinchroninio variklio atstojamoji schema, q ašies grandinė
Fig. 1.6. Equivalent circuit of AC motor, q axis circuit

Remiantis 1.5 ir 1.6 paveiksluose pateikta variklio dinamine dq – ekvivalentine schema, surištųjų srautų išraiška yra tokia (Renukadevi *et al.* 2012):

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}); \\ \Psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}); \\ \Psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}); \\ \Psi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}), \end{cases} \quad (1.13)$$

čia L_{ls} – statoriaus apvijų savasis induktyvumas; L_m – abipusis statoriaus ir rotoriaus apvijų induktyvumas; L_{lr} – rotoriaus apvijų sklaidos induktyvumas.

Šešiafazio asinchroninio variklio sukimo momentą galima apskaičiuoti taip (Wang *et al.* 2011):

$$M_{em} = \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}), \quad (1.14)$$

čia P – statoriaus polių skaičius.

Pavaros judesio lygtis užrašoma taip:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_{em} - M_{st}), \quad (1.15)$$

čia M_{st} – statinis apkrovos momentas; J – rotoriaus inercijos momentas.

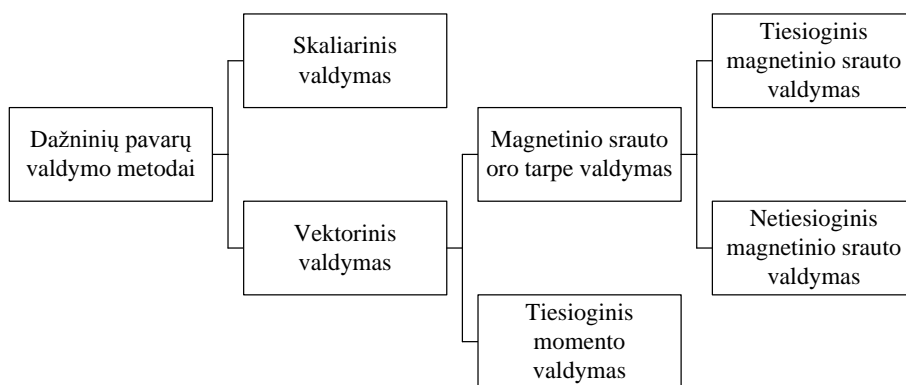
Remiantis šiame skyriuje aprašytu daugiafazio asinchroninio variklio matematiniu modeliu antrame skyriuje sudarytas šešiafazio variklio imitacinis modelis Matlab® Simulink® programiniame pakete. Taikant šį programinį paketą

sistemos imitacinis modelis sudaromas naudojant elementarius funkcinis blokus, kurie tarpusavyje susiejami atitinkamais ryšiais. Norint įvertinti kompiuterinių modelių adekvatumą, atliekami realių sistemų eksperimentiniai tyrimai. Analogiški tyrimai atliekami ir su daugiafazių asinchroninių pavarų kompiuteriniais modeliais.

Šis imitacinis modelis, kartu su šešiafazio dažnio keitiklio imitaciniu modeliu, sudaro šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros imitacinį modelį, kuris pateikiamas antrame skyriuje.

1.3. Daugiafazių pavarų greičio reguliavimo metodai ir jungimo būdai

Daugiafazis pramoninis elektros tinklas šalies mastu dažniausiai neegzistuoja. Tai apsunkina daugiafazių pavarų platesnį taikymą įvairiose pramonės srityse. Dėl šios priežasties daugiafazės pavaros dažniausiai naudojamos lokaliuose sistemose, kuriose specialiu transformatoriumi ar daugiafazių dažnio keitikliu tiekiamas reikiamo fazių skaičiaus, dažnio ir amplitudės įtampa daugiafaziam varikliui (Renukadevi *et al.* 2013b). Jeigu daugiafazėje pavaroje daugiafazio variklio maitinimui naudojamas dažnio keitiklis, keičiant jo išėjimo įtampos dažnį ir amplitudę galima keisti daugiafazio variklio sukimosi greitį. Dažniųjų pavarų valdymo metodai pateikti 1.7 paveiksle (Dahiya, 2014).



1.7 pav. Asinchroninių pavarų dažninio valdymo metodai

Fig. 1.7. Control methods of AC frequency drives

Literatūroje išskiriami du pagrindiniai asinchroninių variklių valdymo metodai: skaliarinis ir vektorinis. Skaliarinis valdymo metodas, kai kuriuose literatūros šaltiniuose vadinamas U/Hz valdymo metodu (valdymas įtampa/dažnis). Taikant skaliarinį asinchroninio variklio greičio reguliavimo metodą, dažnio kei-

tiklis keičia variklio maitinimo įtampos dažnį ir amplitudę. Šio valdymo algoritmo įgyvendinimas dažnio keitiklyje yra palyginti paprastas ir nereikalauja sudėtingų skaičiavimų, tačiau variklio, valdomo šiuo metodu, sukimo momento atsakas yra prastesnis lyginant su kitais valdymo metodais, pvz., tiesioginiu sukimo momento valdymu.

Taikant vektorinį pavaros valdymo metodą valdomos asinchroninio variklio srovės, jų amplitudės ir dažniai. Taikant šį metodą gaunamas greitas variklio sukimo momento atsakas. Pirmiau minėtas tiesioginio momento valdymo metodas yra kilęs iš vektorinio valdymo metodo (Dharmaprakash *et al.* 2013; Lekhchine *et al.* 2013; Zhou *et al.* 2016; Cifci *et al.* 2012; Bojoi *et al.* 2010).

Vektorinis valdymas įgyvendinamas taikant erdvinio vektoriaus impulsų pločio moduliacijos metodą (angl. *Space Vector Pulse Width Modulation*). Erdvinio vektoriaus impulsų pločio moduliacijos metodas yra sudėtingesnis už skaliariniam valdyme taikomo sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodą (angl. *Sine Pulse Width Modulation*), todėl šio valdymo algoritmui įgyvendinti dažniausiai neužtenka įprastos įterptinės sistemos su mikrovaldikliu. Literatūroje dažniausiai taikomi skaitmeniniai signalų procesoriai, programuojamos laukų matricos, specializuoti integriniai grandynai ar asmeniniai kompiuteriai. Tai didina galutinės sistemos sudėtingumą ir jos kainą (Renukadevi *et al.* 2013b; Alcharea *et al.* 2008; Wang *et al.* 2010).

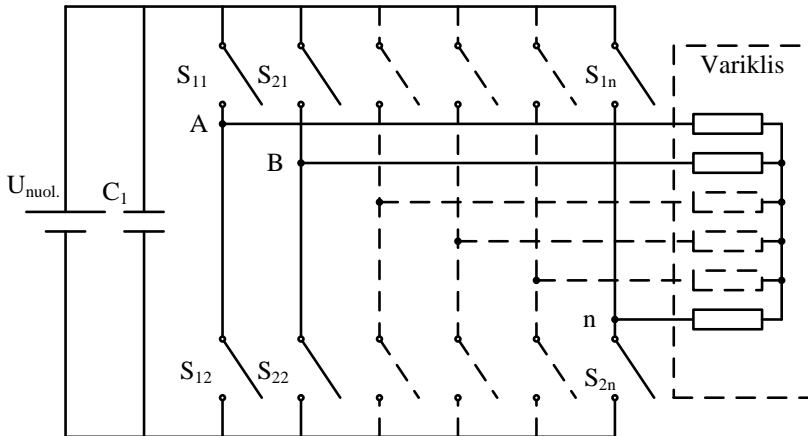
Literatūros šaltiniuose galima aptikti nemažai daugiafazių pavarų vektorinio valdymo algoritmo supaprastinimų. Jie daromi norint sumažinti įterptinės sistemos skaičiavimams reikalingus išteklius. Kai kurie supaprastinti vektorinio valdymo algoritmai reikalauja tiek pat įterptinės sistemos resursų, kiek ir skaliarinio valdymo algoritmo atveju. Tačiau didžioji šių supaprastintų vektorinio valdymo algoritmų dalis balansuoja tarp naudojamų įterptinės sistemos resursų ir dažnio keitiklio išėjimo įtampos iškraipymų (Levi *et al.* 2007; Lipinskis *et al.* 2013).

Apibendrinant galima teigti, kad abu valdymo metodai turi savų privalumų ir trūkumų. Vektorinio valdymo metodas valdo asinchroninio variklio statoriaus sroves, todėl variklis geriau reaguoja į valdymo signalo pokytį. Šis metodas taikomas, kai pavara dažnai turi dirbti pereinamaisiais režimais, tai aukštos kokybės valdymo algoritmas. Jo trūkumai yra didelė kaina ir valdymo grandinės sudėtingumas.

Kita vertus, skaliarinis valdymas yra pigus ir lengvai įgyvendinamas valdymo algoritmas. Šis valdymo algoritmas duoda prastesnius rezultatus, kai pavara dirba pereinamaisiais režimais, tačiau pats valdymo algoritmas yra labai stabilus ir patikimas. Abu valdymo metodai yra taikomi visame darbinių greičių diapazone, tačiau jų kuriamas sukimo momentas yra skirtingas (Kohlrusz *et al.* 2011).

Daugiafaziai varikliai gali būti maitinami naudojant įvairias dažnio keitiklių topologijas bei jų jungimo būdus. Visi daugiafazių variklių ir jų dažnio keitiklių

jungimo būdai turi savų pranašumų ir trūkumų. Atlikus literatūros analizę galima išskirti du pagrindinius daugiatazinių variklių ir juos maitinančių dažnio keitiklių jungimo būdus: klasikinį ir modernų.



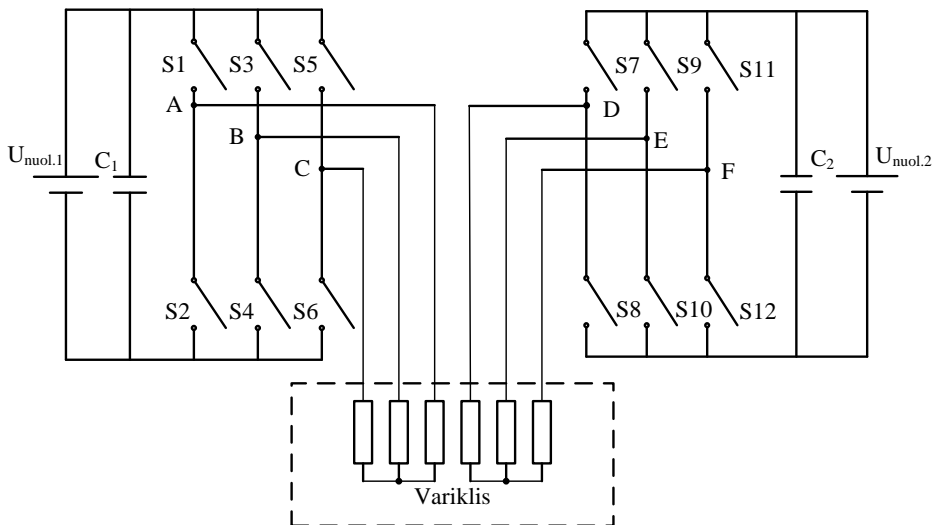
1.8 pav. Klasikinis dažnio keitiklio ir asinchroninio variklio jungimo būdas

Fig. 1.8. Classical connection diagram of induction motor and frequency inverter

Klasikinio jungimo atveju vienas dažnio keitiklis yra jungiamas prie vieno asinchroninio daugiatazio variklio. Toks jungimo būdas pavaizduotas 1.8 paveiksle. Jeigu naudojamas dviejų lygių dažnio keitiklis, tai taikant šį jungimo būdą dažnio keitiklis būna sudarytas iš galimo mažiausio skaičiaus puslaidininių raktų, taip pat šis jungimo būdas tinkamas daugiatazėse pavarose, kurios dirba poavariniu režimu, kai yra nutrūkusi viena ar daugiau iš statoriaus fazių. Toks jungimas taip pat dažniausiai taikomas ir įprastinėse trifazėse asinchroninėse pavarose. Šiuo būdu jungiant asinchroninį variklį su dažnio keitikliu, jis gali formuoti savo išėjimo įtampas tiek taikant skaliarinį, tiek vektorinį variklio sukimosi greičio reguliavimo metodus (Oriti *et al.* 1997; Bojoi *et al.* 2003; Hou *et al.* 2003; Mohapatra *et al.* 2005; Kianinezhad *et al.* 2005; Alcharea *et al.* 2006; Oleschuk *et al.* 2007b; Miranda *et al.* 2007; Tian *et al.* 2008).

Daugiatazėse dažninio valdymo pavarose dažnai pasitaiko ir kitas dažnio keitiklių ir asinchroninių variklių jungimo būdas, kai vienas daugiatazis asinchroninis variklis yra maitinamas iš dviejų atskirų dažnio keitiklių. Toks jungimo būdas pateiktas 1.9 paveiksle. Dažniausiai taip valdomos šešiafazės dažninio valdymo pavaros, kuriose naudojami du įprasti trifaziai tarpusavyje sinchronizuoti dažnio keitikliai. Toks pavaros jungimo būdas visada taikomas, kai šešiafazio asinchroninio variklio statoriuje suklotos dvi trifazės apvijos. Pagrindiniai tokios sistemos privalumai: trifaziai dažnio keitikliai yra plačiai paplitę, todėl

kuriant naują daugiafazę dažninio valdymo pavarą yra taupomi kaštai, nes nebūtina projektuoti naujo daugiafazio dažnio keitiklio, taip pat tokia sistema gali pasižymėti didesniu atsparumu dažnio keitiklių gedimams. Sugedus vienam iš dviejų dažnio keitiklių, visą sistemos darbą gali perimti likęs dažnio keitiklis, tačiau ir klasikinio jungimo atveju įmanoma pasiekti panašių rezultatų. Kaip ir klasikinio jungimo atveju, taip ir šiuo pavara geba dirbti esant gedimui net tada, kai dažnio keitikliai yra valdomi skaliariniu būdu, o jų išėjimo įtampas formuojamos sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodu (Cheng *et al.* 2009; Griva *et al.* 2009; Jones *et al.* 2013; Razik 2003; Lyra *et al.* 2002).

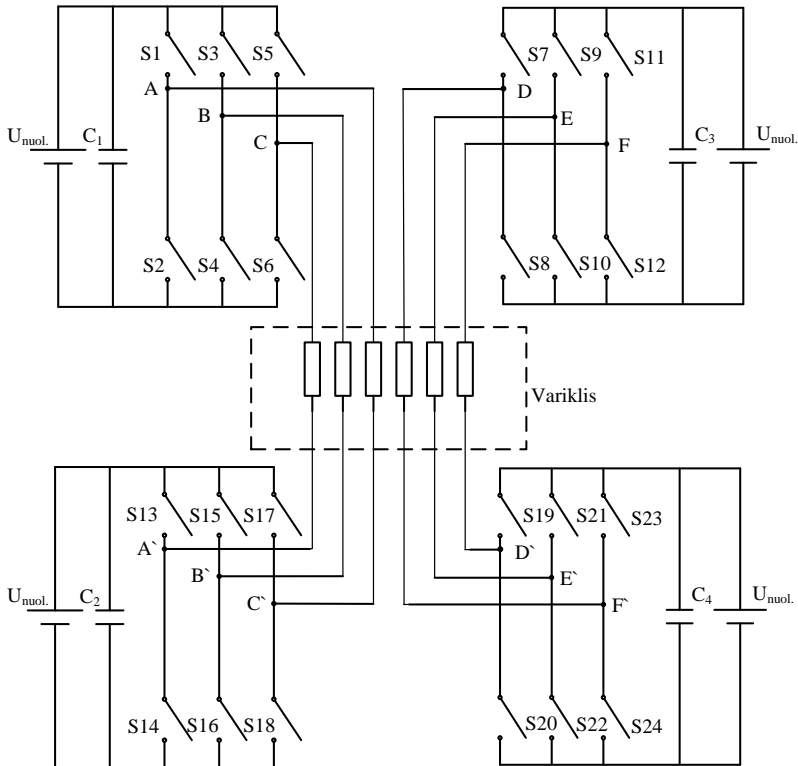


1.9 pav. Jungimo būdas, kai daugiafazis variklis maitinamas iš dviejų trifazių dažnio keitiklių

Fig. 1.9. Connection diagram of two voltage source inverters fed multi-phase induction motor

Literatūroje taip pat nagrinėjamos daugiafazės dažninio valdymo pavaros, kuriose daugiafazis asinchroninis variklis maitinamas iš keturių tarpusavyje sinchronizuotų trifazių dažnio keitiklių. Šis jungimo būdas pateiktas 1.10 paveiksle. Nepaisant pagrindinio tokios sistemos trūkumo, t. y. labai didelio puslaidininkinių raktų skaičiaus, tokia sistema geba formuoti daugelio lygių maitinimo įtampą daugiafazio variklio fazinėms apvijoms. Pabrėžtina, jog šis daugiafazių asinchroninių pavarų jungimo būdas dažniausiai taikomas didelės galios pavarose, taip pat, taikant tokį jungimo būdą, dažnio keitikliai išėjimo įtampas turi for-

muoti vektoriniu būdu (Grandi *et al.* 2010; Berzan *et al.* 2012; Oleschuk *et al.* 2014a; Oleschuk *et al.* 2014b; Jacobina *et al.* 2004; Kominami *et al.* 2004).

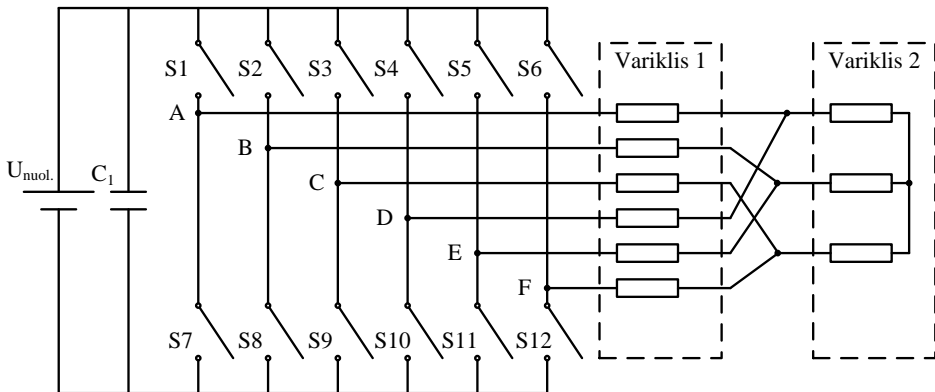


1.10 pav. Jungimo būdas, kai daugiafazis variklis maitinamas iš keturių trifazių dažnio keitiklių

Fig. 1.10. Connection diagram of four voltage source inverters fed multiphase induction motor

Daugiafazėse dažninio valdymo pavarose egzistuoja ir kitas dažnio keitiklio ir variklio jungimo būdas, kai vienas daugiafazis variklis valdo du ar daugiau nuosekliai sujungtus asinchroninius variklius. Šis jungimo būdas pateiktas 1.11 paveiksle. Dažniausiai tokio tipo pavarose vienas iš variklių būna daugiafazis, o kitas įprastas trifazis asinchroninis variklis, tačiau literatūroje galima rasti ir kitų tokios sistemos variacijų, pvz., kai vienas penkiafazis dažnio keitiklis valdo du įprastus trifazius asinchroninius variklius. Pavaros sujungtos tokio tipo jungimu geba reguliuoti kiekvieno iš jose naudojamų variklių sukimosi greičius, nepriklausomai vienas nuo kito. Toks jungimo būdas leidžia gerokai sumažinti sistemos kainą, nes pavaroje naudojamas tik vienas dažnio keitiklis, kuris valdo kelis

asynchroninius variklius, taip pat sistemoje naudojamas dažnio keitiklis gali būti valdomas tiek skaliariniu, tiek vektoriniu variklio greičio reguliavimo metodu (Francois *et al.* 2000; Levi *et al.* 2005; Levi *et al.* 2008; Saleh *et al.* 2011).



1.11 pav. Jungimo būdas, kai vienas daugiafazis dažnio keitiklis valdo du asinchroninius variklius

Fig. 1.11. Connection diagram of two induction motors fed by one voltage source inverter

Atlikus daugiafazių pavarų greičio reguliavimo metodų ir jungimo būdų literatūros analizę galima teigti, kad skaliarinis daugiafazių variklių valdymo metodas yra plačiai taikomas praktikoje ir yra tinkamas projektuojant mažos galios daugiafazės pavaras. Dažniausiai daugiafazėse dažninio valdymo pavarose naudojamas klasikinis dažnio keitiklio ir asinchroninio variklio jungimo būdas pasižymi sistemos paprastumu, žema kaina ir naudojamas kuriant mažos galios daugiafazės dažninio valdymo pavaras.

Daugiafazės pavaros yra patikimos ir geba dirbti poavariniu režimu lyginant jas su trifazėmis pavaromis. Asinchroninių variklių gedimus galima suskirstyti į tris kategorijas: guolių gedimai, statoriaus ir rotorius gedimai, išcentriniai ir vibraciniai gedimai. Dažniausiai gedimai atsiranda statoriuje arba rotoriuje.

Statoriaus gedimai skirstomi į atviros grandinės ir trumpojo jungimo. Šie gedimai gali pasireikšti vienoje ar kelyje iš statoriaus fazių. Tokie gedimai gali atsirasti dėl apvijų izoliacijos pažeidimų, ekstremalių elektrinių eksploataavimo sąlygų ar ekstremalių aplinkos sąlygų, tai gali sukelti trumpuosius jungimus tarp statoriaus fazinių apvijų, dėl to gali pasireikšti atviros grandinės gedimai vienoje ar kelyje iš statoriaus fazių (Guzman *et al.* 2015; Bhowmik *et al.* 2013).

Atsiradus atviros grandinės gedimui vienoje iš statoriaus fazių labai padidėja kitų statoriaus fazių fazinių srovių amplitudės. Tokiomis sąlygomis sukamasis magnetinis laukas iš apskritiminio tampa elipsiniu, tai sukelia dideles sukimo momento pulsacijas, o išaugusios srovių amplitudės sukelia netolygų statoriaus

magnetolaidžio ir apvijų šilimą, kas labai sumažina apvijų naudojimą laiką. Šios problemos skatina vykdyti daugiafazių pavarų esant poavariniam režimui ir daugiafazių pavarų poavarinio režimo kompensavimo tyrimus (Rolak *et al.* 2015).

Atlikus literatūros analize galima teigti, kad poavarinio režimo kompensavimo tyrimai vykdomi su įvairių fazių skaičiaus ir tipo varikliais: penkiafaziais asinchroniniais (Rolak *et al.* 2015), penkiafaziais sinchroniais (Zhao *et al.* 2015; Meinguet *et al.* 2013), šešiafaziais asinchroniniais (Aroquiadassou *et al.* 2009; Batista *et al.* 2013; Kianinezhad *et al.* 2008, Betin *et al.* 2013, Alcharea *et al.* 2009, Gonzalez-Prieto *et al.* 2016), šešiafaziais sinchroniniais (Lin *et al.* 2013; Hung *et al.* 2013), septyniafaziais sinchroniniais (Semail *et al.* 2008), devynfaziais sinchroniniais (Yu *et al.* 2014).

Literatūroje siūlomi įvairūs poavarinio režimo kompensavimo daugiafazia-me variklyje metodai, tačiau jie visi grįsti įvairiais vektorinio valdymo principais ir dauguma jų koncentruojasi į variklio sukimo momento pulsacijų slopinimo uždavinį. Šiuose metoduose, daugiafazio variklio poavarinio režimo veikiamas, statoriaus sukamojo magnetinio srauto ir statoriaus srovės vektorių trajektorijų iškrypimas atstatomas į tokį lygį, koks jis buvo prieš atsirandant variklio gedimui. Tokiais metodais kompensuojant poavarinį režimą gerokai išauga statoriaus fazinės srovės, o tai gali skatinti ir likusių variklio statoriaus fazinių apvijų gedimus.

1.4. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

1. Daugiafaziai varikliai pasižymi mažesniais elektriniais nuostoliais, mažesnėmis rotoriaus srovių harmonikomis bei sukimo momento pulsacijomis, mažesniu akustiniu triukšmu, atsparumu gedimams ir didesniu sukimo momentu, lyginant su trifaziais varikliais esant mažesnei fazinei srovei. Visomis šiomis savybėmis pasižymi ir šešiafaziai asinchroniniai varikliai.
2. Daugiafaziai varikliai gali dirbti poavariniu režimu sugedus vienai ar daugiau statoriaus fazių, o tai labai didina šių variklių patikimumą. Šešiafaziai asinchroniniai varikliai gali pradėti suktis ir dirbti, jei yra bent trys veikiančios fazės, todėl daugiafaziai varikliai yra pranašesni už trifazius variklius ir gali būti naudojami sistemose, kuriose reikalaujamas didelis patikimumas.
3. Trifaziai asinchroniniai varikliai gali būti maitinami iš pramoninio trifazio elektros tinklo arba iš pramoninio trifazio elektros tinklo per trifazį dažnio keitiklį. Dažniausiai daugiafazis elektros tinklas šalies

mastu neegzistuoja, todėl daugiafaziams asinchroniniams varikliams maitinti būtinas specialus maitinimo transformatorius arba daugiafazis dažnio keitiklis, kurie leidžia daugiafazių variklius taikyti lokaliuose sistemose. Dėl šios priežasties daugiafazių dažnio keitiklių ir jų valdymo algoritmų tyrimai yra perspektyvūs.

4. Norint gauti platų šešiafazio asinchroninio variklio sukimosi greičio reguliavimo diapazoną būtina asinchroninį variklį maitinti iš dažnio keitiklio. Šešiafaziai dažnio keitikliai serijiniu būdu negaminami, todėl jų veikimo analizė ir valdymo algoritmų sudarymo uždaviniai yra aktualūs.
5. Poavarinio režimo kompensavimo metodai siūlomi tik įvairiais vektorinio valdymo būdais valdomiems varikliams, o poavarinio režimo kompensavimas, kai variklis valdomas skaliariniu būdu, mažai ištirtas.
6. Daugiafazio variklio darbas esant poavariniam režimui turi didelį trūkumą – labai išaugusias pavienės fazinės srovės, kurios gali pažeisti variklį arba dažnio keitiklį. Dauguma egzistuojančių poavarinio režimo kompensavimo metodų į tai neatsižvelgia.

Atlikus literatūros analizę, suformuluoti šie disertacijos uždaviniai:

1. Ištirti daugiafazį dažnio keitiklį su keičiamu valdymo algoritmu ir inverterio tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinėmis.
2. Patikrinti sukurtų kompiuterinių modelių atitiktį atliekant eksperimentinius šešiafazės asinchroninės dažninio valdymo pavaros tyrimus.
3. Ištirti vienos iš statoriaus fazių poavarinio režimo poveikį šešiafazės dažninės skaliarinio valdymo pavaros srovių sistemai.
4. Sukurti šešiafazės dažninės pavaros poavarinio režimo kompensavimo metodą, reguliuojantį pavienių statoriaus srovių efektines vertes.

Šešiafazių pavarų valdymo ir inverterio veikimo principo tyrimas

Skyriuje pateikiama šešiafazio dažnio keitiklio struktūra, aprašomas jo veikimas, aptariami dažnio keitikliuose naudojami puslaidininkiniai raktai, jų dinaminės charakteristikos ir valdymo grandinės.

Pateikiami puslaidininkinių raktų valdymo signalų vėlinimo grandinių kompiuteriniai modeliai, kurie buvo sudaryti LTSpice programų pakete. Aprašomi šių grandinių imitacinių ir eksperimentinių tyrimų rezultatai.

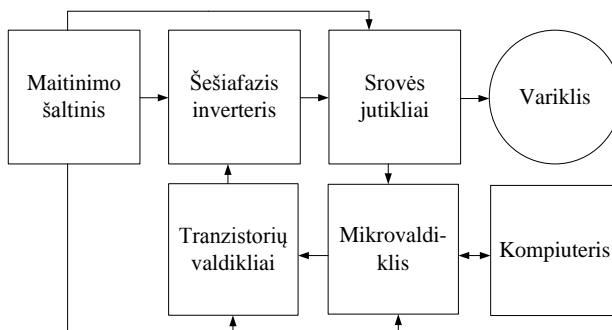
Aprašomos sukurto šešiafazio dažnio keitiklio elektrinės principinės schemos, jų veikimas, pateikiami dažnio keitiklio ir šešiafazės asinchroninės dažnio valdymo pavaros kompiuteriniai modeliai, sudaryti *Matlab Simulink* programų paketu. Analizuojami kompiuterinių modelių imitacinių tyrimų rezultatai.

Skyriaus pabaigoje aprašomas sukurto šešiafazio dažnio keitiklio valdymo programos algoritmas.

Skyriaus tematika paskelbtos penkios autoriaus publikacijos (Pitrėnas, Petrovas 2014a; Pitrėnas 2014b, 2014c, 2015a; Pitrėnas, Uznys 2016).

2.1. Dažnio keitiklio paskirtis ir struktūra

Šešiafazio dažnio keitiklio vidinė sandara nedaug skiriasi nuo trifazio dažnio keitiklio, projektuojamo šešiafazio dažnio keitiklio funkcinė blokinė schema pateikiama 2.1 paveiksle. Pagrindinis skirtumas yra tas, jog galios grandinė, t. y. inverteris, sudarytas ne iš trijų pakopų, o iš šešių galios pakopų. Viena inverterio galios pakopa yra sudaryta naudojant du puslaidininkinius raktus, dažniausiai naudojami metalo–oksido–puslaidininkio lauko tranzistoriai (angl. *Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor*) arba izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai (angl. *Insulated-Gate Bipolar Transistor*). Šios galios pakopos jungiamos prie nuolatinės įtampos šaltinio. Nuolatinė įtampa gaunama išlyginus kintamąją pramoninio tinklo įtampą, naudojant tiltelinį lygintuvą ir filtro kondensatorius. Taip pat maitinimo šaltinis tiekia elektros energiją ir kitiems dažnio keitiklio komponentams. Inverterio apkrova, t. y. šešiafazis asinchroninis variklis, jungiamas prie galios pakopų vidurinių taškų. Šešiafazis asinchroninis variklis jungiamas žvaigžde.



2.1 pav. Šešiafazio dažnio keitiklio funkcinė schema
Fig. 2.1. Block diagram of six-phase frequency inverter

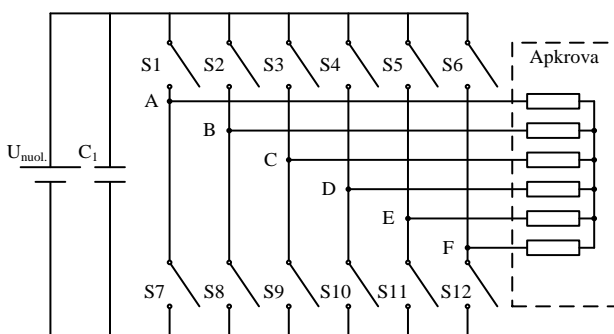
Kadangi šešių fazių inverteris komutuoja dideles sroves ir aukštąsias įtampas, inverterio tranzistoriams valdyti naudojami papildomi tranzistorių valdikliai, kurie dažnai papildomai galvaniskai izoliuoja didelės galios grandines nuo mažos galios grandinių, tokių kaip mikrovaldiklio grandinė. Tranzistorių valdikliai taip pat naudojami ir dėl to, kad mikrovaldiklio išėjimų įtampos ir srovės būna nepakankamos greitai komutuoti didelės galios tranzistorius. Tranzistorių valdiklis sustiprina mikrovaldiklio formuojamus tranzistorių valdymo signalus.

Mikrovaldiklis, atsižvelgiant į valdymo algoritmą, formuoja valdymo signalus dažnio keitiklio įtampos inverterio raktams. Taip pat mikrovaldiklis matuoja valdomojo variklio fazines sroves, kad būtų užtikrintas stabilus dažnio keitiklio darbas. Naudojami įvairūs srovės jutikliai, kurie vienaip ar kitaip išmatuotą sro-

vę konvertuoja į atitinkamą analoginę įtampą ir ją perduoda į mikrovaldiklio analoginį skaitmeninį keitiklį, kur ši analoginė įtampa yra keičiama dvejetainiu kodu. Toliau mikrovaldiklis stebi variklio fazines sroves ir atsiradus viršsrovėms stabdo inverterio, o kartu ir viso dažnio keitiklio, darbą. Viena būtina sąlyga srovės jutikliams yra ta, kad jie turi galvaniskai izoliuoti didelės galios variklio maitinimo grandinę nuo mažos galios mikrovaldiklio grandinės. Tam gali būti naudojami Holo jutikliai arba šunto varžos kartu su optiškai izoliuotais operaciniais stiprintuvais.

Pramoninis kompiuteris dažniausiai būna nereikalingas, nes visus dažnio keitiklio modulius valdo mikrovaldiklis. Dažniausiai pramoninis kompiuteris vykdo aukštesnio lygio valdymo funkcijas: dažnio keitiklio parametrų koregavimas, pavaros valdymo algoritmo formavimas ir duomenų, gaunamų iš dažnio keitiklio, apdorojimas.

Norint suformuoti kintančio dažnio šešiafazę įtampą, naudojamas šešių pakopų įtampos inverteris. Paprasčiausiu atveju naudojamas dviejų lygių įtampos inverteris (2.2 pav.).



2.2 pav. Dviejų lygių šešiafazis inverteris

Fig. 2.2. Two level six-phase voltage source inverter

Viena tokio inverterio galios pakopa sudaryta naudojant du puslaidininkinius raktus. Šios galios pakopos jungiamos prie nuolatinės įtampos šaltinio. Nuolatinė įtampa gaunama išlyginus kintamąjį pramoninio dažnio tinklo įtampą, naudojant tiltelinį lygintuvą ir filtro kondensatorių. Dažnio keitiklio apkrova jungiama prie inverterio galios pakopų vidurinių taškų. Kai inverteris dirba sinchroniniu režimu, tai reiškia, kad vienu metu vienoje galios pakopoje esantys tranzistoriai dirba sinchroniškai, kai viršutinis tranzistorius S1 yra atidarytas, apatinis tranzistorius S7 būna uždarytas ir atvirkščiai. Junginėjant visas inverterio galios pakopas atitinkamu režimu, į apkrovą tiekiami kintamoji tam tikro dažnio įtampa. Formuojamos įtampos amplitudė ir dažnis priklauso nuo to, kaip valdomi inverterio raktai (Pitrėnas, Petrovas 2014).

Naudojant sinchroninį įtampos inverterį keliami mažesni reikalavimai įterptinei sistemai, nes, norint valdyti sinchroninį šešiafazį įtampos inverterį, mikrovaldiklis turi formuoti dvylika impulsų pločio moduliacijos signalų kiekvienam inverterio kietojo kūno raktui atskirai. Naudojant papildomas grandines, iš vieno impulsų pločio moduliacijos signalo galima valdyti du vienoje galios pakopoje esančius puslaidininkinius raktus. Įgyvendinus tokį dažnio keitiklio inverterio supaprastintą valdymą, keliami mažesni reikalavimai dažnio keitiklio įterptinei sistemai, nes ji turi formuoti ne dvylika, o šešis impulsų pločio moduliacijos signalus.

Įterptinė sistema turi formuoti tokius impulsų pločio moduliacijos signalus, kad jais valdomas dažnio keitiklio inverteris į apkrovą tiekų kintamąją įtampą. Paprasčiausias būdas tai įgyvendinti – formuoti vadinamuosius sinusinius impulsų pločio moduliacijos signalus. Tokie impulsų pločio moduliacijos signalai formuojami taip, kad jie kistų sinusiniu dėsniu. Įterptinė sistema taip pat stebi ir kitus dažnio keitiklio parametrus. Stebima nuolatinės srovės grandinės įtampa, atsiradę viršįtampiai šioje grandinėje gali sugadinti filtro kondensatorius, taip pat ir įtampos inverterio tranzistorius. Įterptinė sistema taip pat matuoja į apkrovą tiekiamą apkrovos srovę, viršsroviai šioje grandinėje gali pažeisti inverterio tranzistorius. Aptikti viršįtampiai nuolatinės srovės grandinėje slopinami, tai dažniausiai daroma iškraunant filtro kondensatorius didelės galios varža, paverčiant perteklinę energiją į šilumą. Viršsrovio atžvilgiu įterptinė sistema stabdo įtampos inverterio, taip pat ir viso dažnio keitiklio darbą.

2.2. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių valdymo principai

Dažnio keitiklių galios pakopoje (inverteryje) dažniausiai naudojami metalo–oksido–puslaidininkio lauko tranzistoriai arba izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai.

Šio tipo tranzistoriai turi daug privalumų, palyginti su dvipoliais tranzistoriais. Šie tranzistoriai valdomi srove, kuri gali siekti amperus, kai valdomas didelės galios ir aukštosios įtampos dvipoliai tranzistorius. Metalo–oksido–puslaidininkio lauko tranzistoriai arba izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai yra greitesni nei tokios pat galios dvipoliai tranzistoriai, taip pat gali būti atsparūs trumpalaikiam (iki keliolikos mikrosekundžių) apkrovos trumpajam jungimui.

2.2.1. Izoliuotos užtūros dvipolio tranzistoriaus atstojamoji schema ir dinaminės savybės

Izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai plačiai taikomi galios elektronikos srityse, ypač vykdomosiose pavarose ir trifazėse pavarose, kurios reikalauja aukštų dinaminio savybių valdymo. Tokios pavaros dažniausiai valdomos taikant impulsų pločio moduliacijos principus. Šio tipo tranzistoriai taip pat gali būti naudojami nepertraukiamo maitinimo šaltiniuose (angl. UPS), impulsiniuose maitinimo šaltiniuose (angl. SMPS) ir kitų prietaisų galios grandinėse, kuriose reikalingi aukšto dažnio ir didelės galios puslaidininkiniai prietaisai. Izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai pagerina dinamines charakteristikas, sistemos naudingumo faktorių ir sumažina akustinio triukšmo lygį. Šie tranzistoriai taip pat naudojami rezonansiniuose maitinimo šaltiniuose. Rinkoje egzistuoja optimizuoti izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai, kurių nuostoliai tiek komutavimo metu, tiek laidumo metu yra nedideli. Pagrindiniai izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių privalumai, palyginti su metalo–oksido–puslaidininkio lauko tranzistoriais ir dvipoliais tranzistoriais, yra (Ixys 2014):

1. Labai maža soties įtampa dėl laidumo moduliavimo, taip pat didelis srovės tankis laidumo metu. Tai įgalina gaminti mažesnių matmenų lustus ir sumažinti jų kainą.
2. Izoliuotos užtūros dvipolio tranzistoriaus įėjime naudojamas metalo–oksido–puslaidininkio lauko tranzistorius, todėl jam valdyti naudojamos nedidelės galios paprastos valdymo grandinės.
3. Plati saugaus darbo zona (angl. *Safe Operating Area*). Izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai turi puikias srovės laidumo galimybes, palyginti su dvipoliais tranzistoriais.

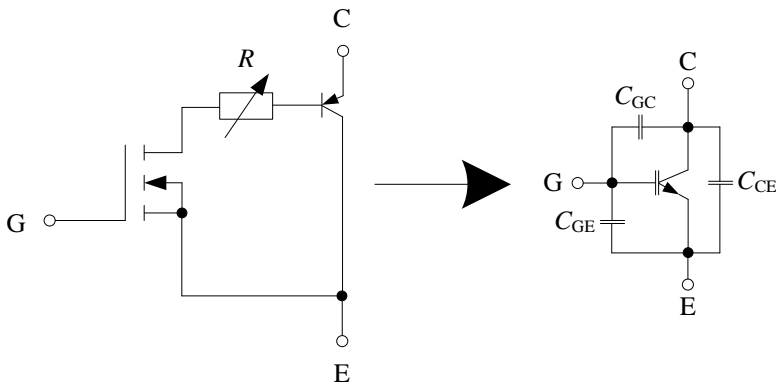
Pagrindiniai izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių trūkumai yra šie:

1. Lėtesnis komutavimo greitis, lyginant juos su metalo–oksido–puslaidininkio tipo tranzistoriais, tačiau didesnis, palyginti su dvipoliais tranzistoriais.
2. Savaiminio užsiblokavimo galimybė dėl vidinės PNPN tiristoriaus struktūros.

Nepaisant slenkstinės įtampos, kurią kuria kolektoriuje naudojama PN sandara, 1000 V izoliuotos užtūros dvipolis tranzistorius turi apie penkis kartus mažesnę atviro kanalo varžą lyginant juos su tokios pačios įtampos ir silicio lusto ploto metalo–oksido–puslaidininkio tranzistoriais.

Šio tipo tranzistorių atstojamoji schema pateikta 2.3 paveiksle.

Atstojamoji izoliuotos užtūros dvipolio tranzistoriaus schema sudaryta iš PNP dvipolio tranzistoriaus, kurio bazės srovę valdo metalo–oksido–puslaidininkio tranzistorius. PNP dvipolio tranzistoriaus bazės rezistoriaus laidis yra didinamas, kai įjungiamas izoliuotos užtūros dvipolis tranzistorius, todėl didesnė apkrovos srovė teka per bazės grandinę. Visa tai daro įtaką tik tranzistoriaus įsijungimo vėlinimo laikui ir srovės uodegai išjungimo metu. Dėl šių priežasčių izoliuotos užtūros dvipolį tranzistorių galima įsivaizduoti kaip įprastą metalo–oksido–puslaidininkio tranzistorių su papildomomis talpomis (žr. 2.3 pav.) (Infineon 2014).

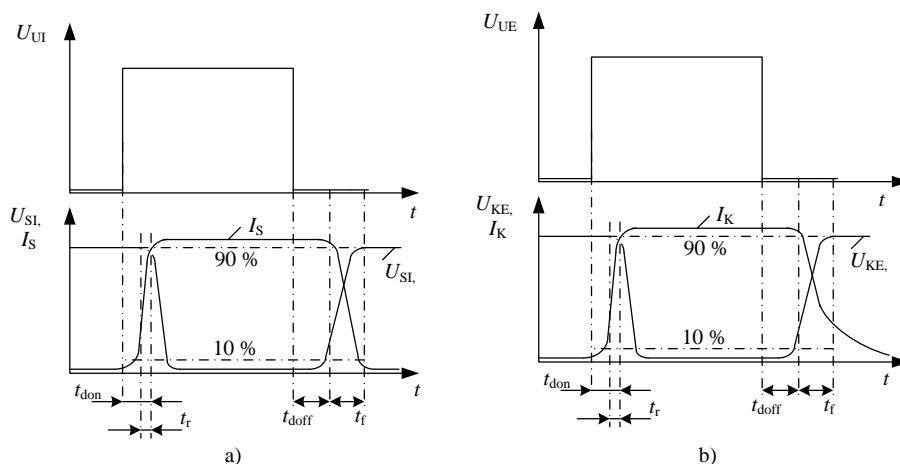


2.3 pav. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių atstojamoji schema
Fig. 2.3. Equivalent circuit of IGBT transistor

Metalo–oksido–puslaidininkio ir izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių įsijungimo ir išsijungimo laikai pateikti 2.4 paveiksle.

2.4 paveiksle: $U_{UE(UI)}$ – tranzistoriaus užtūros įtampa; $U_{KE(SI)}$ – tranzistoriaus įtampa kolektorius – emiteris arba santaka – ištaka; $I_{K(S)}$ – tranzistoriaus kolektorius arba santakos srovė; t_{don} – laikas nuo atidarymo įtampos užtūroje atsiradimo iki kolektorius arba santakos srovės užaugimo iki 10 % nominalios vertės; t_{doff} – laikas nuo uždarymo įtampos atsiradimo užtūroje iki įtampos kolektorius – emiteris arba santaka – ištaka išaugimo iki 10 % nominalios vertės; t_r – laikas, per kurį kolektorius arba santakos srovė išauga nuo 10 % iki 90 % savo nominalios vertės; t_f – laikas, per kurį kolektorius arba santakos srovė nukrinta nuo 90 % iki 10 % savo nominalios vertės. Kaip matyti iš 2.4 paveikslo, izoliuotos užtūros dvipolio tranzistoriaus uždarymo metu pasireiškia srovės uodegos efektas, kuris neegzistuoja metalo–oksido–puslaidininkio tipo tranzisto-

riuose. Šis efektas skatina izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių nuostolių padidėjimą komutacijos metu ir pačios komutacijos trukmę. Dėl šios priežasties izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai yra lėtesni nei metalo–oksido–puslaidininkio tipo tranzistoriai.



2.4 pav. Tranzistorių dinaminiai parametrai: a) metalo–oksido–puslaidininkio, b) dvipolio su izoliuota užtūra

Fig. 2.4. Dynamic parameters of: a) Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor, b) Insulated-Gate Bipolar Transistor

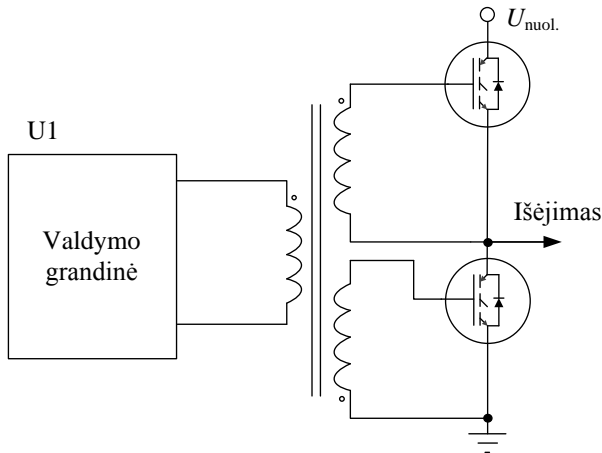
Norint atidaryti metalo, oksido, puslaidininkio lauko tranzistorių ar izoliuotos užtūros dvipolį tranzistorių, į jo užtūrą būtina tiekti 10–20 V įtampą. Šio tipo tranzistorių uždarymas trunka ilgiau nei atidarymas. Dėl šios savybės būtina užtikrinti tranzistorių valdymo signalų vėlinimą, kad vienoje galios pakopoje esantys tranzistoriai neatsidarytų vienu metu. Šis valdymo signalų vėlinimas gali būti įgyvendintas programiniu būdu įterptinėje sistemoje, tačiau toks būdas turi trūkumų: užstrigus įterptinei sistemai ar padarius klaidą jos valdymo programoje, sistema gali nebeužtikrinti šių signalų vėlinimo, dėl to gali būti sugadinti inverterio tranzistoriai.

2.2.2. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių valdymo grandinės

Daugumoje galios elektronikos sričių, tokių kaip izoliuoti nuolatinės įtampos keitikliai ar trifaziai dažnio keitikliai, būtina atskirti aukštosios įtampos galios tranzistorių grandines nuo mažos galios valdymo signalų grandinių. Šiam tikslui pasiekti naudojami izoliuoti tranzistorių valdikliai. Šie valdikliai gali būti skirti tik vienam tranzistoriui arba dviem tranzistoriams, esantiems viename galios

pakopos petyje, valdyti. Šiame skirsnyje trumpai bus analizuojamos pagrindinės izoliuotų tranzistorių valdiklių topologijos.

Tranzistorių valdymo signalų atskyrimui gali būti naudojamos valdymo grandinės su specializuotu transformatoriumi, tai bene seniausiai naudojamas būdas norint atskirti aukštosios įtampos galios grandinės nuo žemosios įtampos valdymo grandinių. Taikant tokią tranzistorių valdiklių topologiją, gaunamas galvaninis valdymo signalų atšilimas, kurį sukuria valdymo grandinėje naudojamas transformatorius. Tokio tipo valdymo grandinė pavaizduota 2.5 paveiksle.



2.5 pav. Tranzistorių valdymo grandinė su transformatoriumi

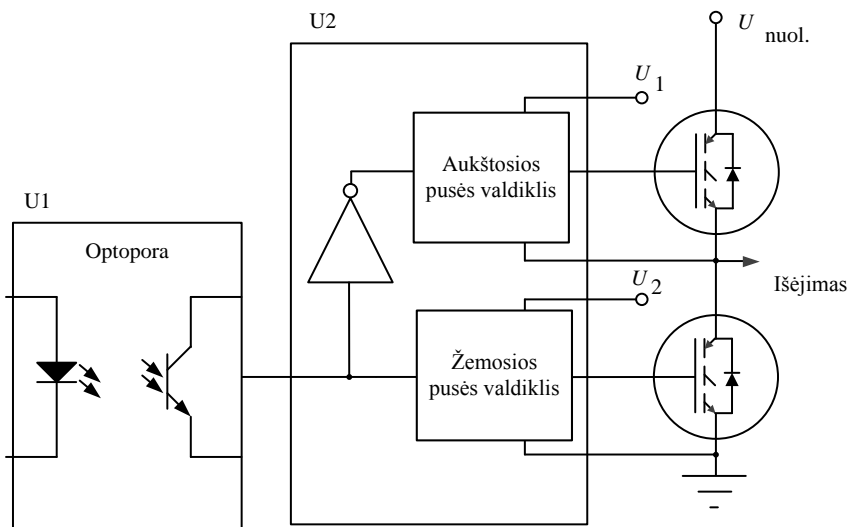
Fig. 2.5. Transistor gate driver with pulse transformer

Kaip matyti iš 2.5 paveikslo, pirminę transformatoriaus apviją valdo įprastas neizoliuotas valdiklis, o jo antrinės apvijos prijungtos prie atskirų dviejų galios pakopos peties tranzistorių. Šio tipo valdymo grandinės pasižymi didele veikimo sparta (iki 1 MHz), taip pat joms nereikalingi papildomi izoliuoti maitinimo šaltiniai, tačiau, valdant didelės galios tranzistorius, kuriems atidaryti reiki tiekti didelės srovės, šio tipo grandinėse gali pasireikšti nepageidaujami veiksniai. Vienas iš tokių veiksmų yra rezonansas, kai transformatoriaus apvijoje teka didelės srovės. Šis veiksnys gali savaime atidaryti ar uždaryti valdomuosius tranzistorius, todėl gali būti sudarytas trumpasis jungimasis ir sugadinti galios pakopos tranzistoriai.

Kitas šios topologijos trūkumas tas, jog šios valdymo grandinės gali dirbti nestabiliai, jeigu jų darbo ciklas yra didesnis nei 50 %, nes šios valdymo grandinės gali tiekti tik kintamosios įtampos valdymo signalus. Taip pat šioje grandinėje tipiška nėra formuojamas tranzistorių valdymo signalų vėlinimas, dėl to vienu metu gali būti atidaryti abu tranzistoriai ir jie gali sugesti.

Šios valdymo grandinės, lyginant jas su kitomis, užima didesnę tūrį, o tai yra didelis trūkumas projektuojant didelės galios prietaisus (Analog Devices 2012).

Dažnai tranzistoriams valdyti naudojami specializuoti integriniai grandynai, kurie skirti valdyti du viename galios petyje esančius tranzistorius. Tokie integriniai grandynai dar vadinami tranzistorių valdikliais. Įprasti tranzistorių valdikliai dažniausiai neturi jokio atšimo tarp įėjimo ir išėjimo signalų, todėl, sugedus tranzistorių valdikliui, gali būti sugadinta ir įterptinė sistema, kuri formuoja valdymo signalus tranzistorių valdikliui. Ši problema dažnai sprendžiama atišant įterptinės sistemos valdymo signalus naudojant optoporas. Tokio tipo topologija pateikta 2.6 paveiksle.



2.6 pav. Tranzistorių valdymo grandinė su optopora

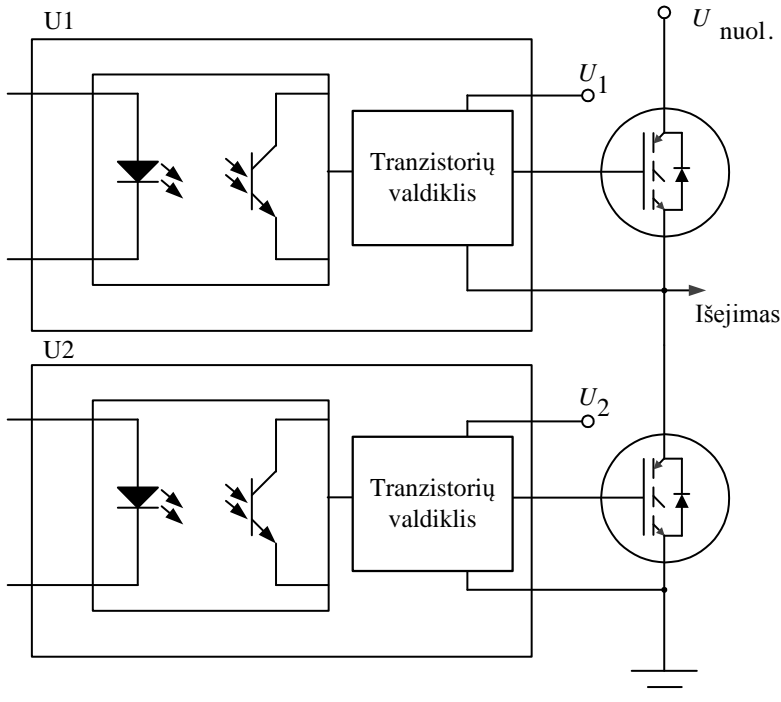
Fig. 2.6. Transistor gate driver with optocoupler

Kaip matyti iš 2.6 paveikslo, šio tipo grandinėje reikiamą valdymo signalų vėlinimą užtikrina tranzistorių valdiklis, o tai kai kuriais atvejais gali būti netinkamas sprendimas. Dažnu atveju tranzistorių valdiklio valdymo signalų vėlinimo laikas pritaikytas metalo–oksido–puslaidininkio tipo tranzistoriams, o izoliuotos užtūros dvipoliams tranzistoriams reikalingas didesnis valdymo signalų vėlinimo laikas.

Šio tipo valdymo grandinėje tipiška reikalingi du izoliuoti nuolatinės įtampos šaltiniai, kurių vienas naudojamas apatinio, o kitas viršutinio galios pakopos tranzistorių valdymui (IXYS 2012).

Optiškai izoliuotos tranzistorių valdymo grandinės sudarytos iš optoporos ir tranzistoriaus valdiklio, dažniausiai šie du grandinės elementai yra įrengti viename korpuse. Norint valdyti du vienos galios pakopos tranzistorius, naudojami

du atskiri optiškai izoliuoti tranzistorių valdikliai. Tokia tranzistorių valdymo grandinė pateikta 2.7 paveiksle.



2.7 pav. Optiškai izoliuotas tranzistorių valdiklis

Fig. 2.7. Optically isolated gate driver

Naudojant tokią tranzistorių valdymo grandinę, įterptinė sistema turi generuoti du atskirus signalus kiekvienam iš optiškai izoliuotų tranzistorių valdiklių. Tai dažniausiai padidina sistemos lankstumą, nes galima formuoti tranzistorių valdymo signalų vėlinimą tiesiogiai įterptinėje sistemoje be papildomos aparatinės įrangos. Jeigu įterptinė valdymo sistema dėl programinės įrangos kaltės neužtikrina tranzistorių valdymo signalų vėlinimo, yra didelė tikimybė, kad bus sugadinti galios pakopos tranzistoriai.

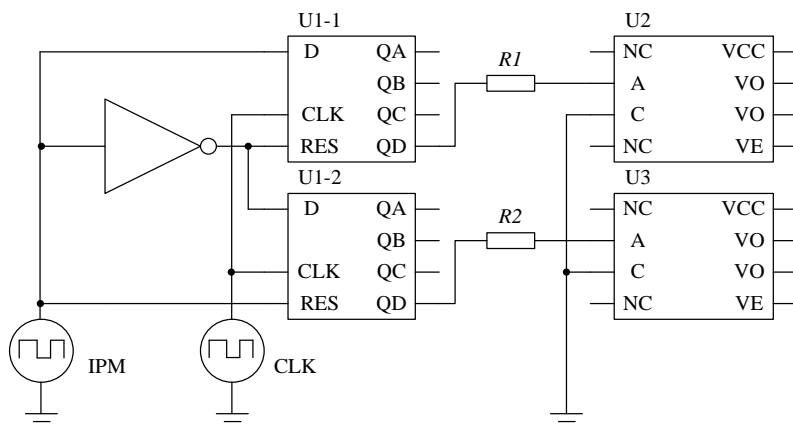
Optiškai izoliuoti tranzistorių valdikliai netinkami aukštadažnėse sistemose, dėl jų įėjime naudojamo šviesos diodo vidinės talpos. Kaip ir prieš tai aptartoje tranzistorių valdymo grandinėje, šioje grandinėje tipiškai reikalingi du izoliuoti nuolatinės įtampos šaltiniai (Vishay Semiconductors 2011).

Apžvelgus pagrindines izoliuotas tranzistorių valdymo grandinių topologijas ir įvertinus projektuojamo šešiafazio dažnio keitiklio technines charakteristikas, buvo pasirinkta naudoti optiškai izoliuotus tranzistorių valdiklius.

2.2.3. Izoliuotos užtūros dvipolių tranzistorių valdymo signalų vėlinimas

Dėl didelio šešiafazio inverterio tranzistorių skaičiaus ir įterptinės sistemos resursų tausojimo, tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinės turi užtikrinti abiejų viename petyje esančių tranzistorių valdymą, naudojant tik vieną impulsų pločio moduliacijos signalą.

Projektuojant šešiafazį dažnio keitiklį buvo bandomos dvi skirtingos tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinės. Viena iš jų sudaryta naudojant keturių skilčių poslinkio registrus, šios vėlinimo grandinės schema pateikta 2.8 paveiksle.



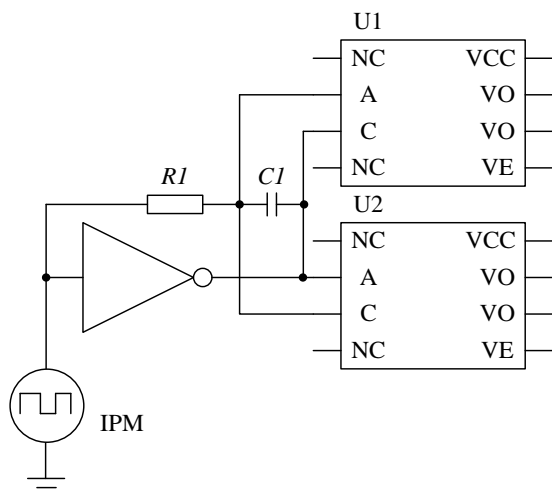
2.8 pav. Signalų vėlinimo grandinė su postūmio registrais

Fig. 2.8. Signal delay circuit with shift registers

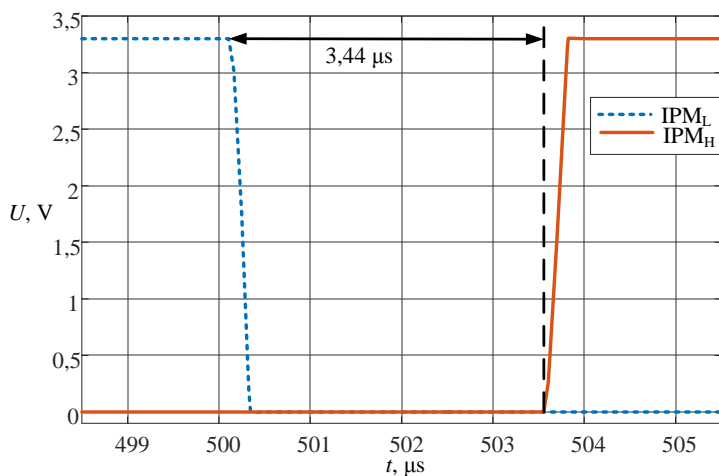
Šioje grandinėje naudojami du keturių skilčių postūmio registrai (U1–1 ir U1–2, integrinis grandynas CD4015). Šiai schemai taip pat reikalingas taktinio dažnio generatorius (CLK) ir inverteris. Atsiradus aukštam impulsų pločio moduliacijos loginiam lygiui pirmojo postūmio registro įėjime, jo ketvirtajame išėjime aukštas loginis lygis atsiras po keturių taktinio dažnio generatoriaus ciklų, o antrasis postūmio registras bus išjungtas. Pasikeitus impulsų pločio moduliacijos būsenai iš aukšto loginio lygio į žemą, pirmasis postūmio registras bus išjungiamas, o antrajame postūmio registre atsiras aukštas loginis lygis, kuris po keturių taktinio dažnio generatoriaus ciklų bus perduotas į ketvirtąjį postūmio registro išėjimą. Tokiu būdu, naudojant vieną impulsų pločio moduliacijos signalą, gaunami du galios tranzistorių valdymo signalai, kurių įsijungimo frontai yra vėlinami per keturis taktinio dažnio generatoriaus ciklus. Šie valdymo signalai toliau perduodami į tranzistorių valdiklius (U2 ir U3), kuriuose panaudoti VO3120 integriniai grandynai. Prie šių grandynų VO išėjimų jungiamos valdo-

mujų tranzistorių užtūros, šie išėjimai kiekviename integriniame grandyne yra sudvejinti.

Antroji tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinė pateikta 2.9 paveiksle.

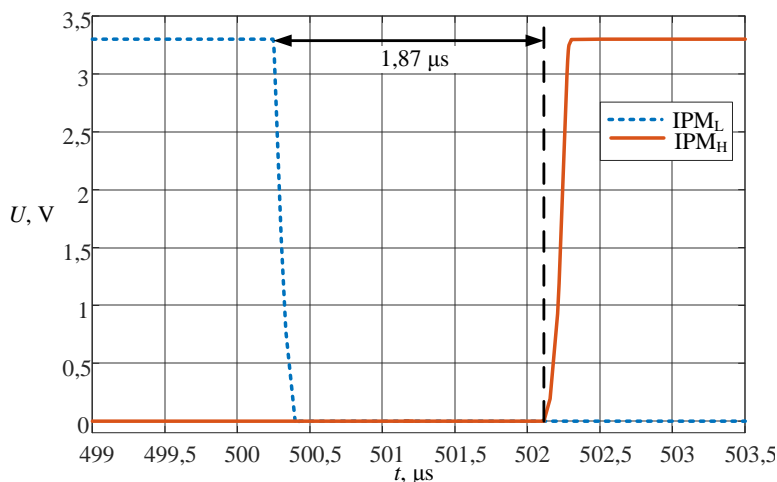


2.9 pav. Signalų vėlinimo grandinė
Fig. 2.9. Signal delay circuit



2.10 pav. Signalų vėlinimas, kai $f_{clk} = 1$ MHz

Fig. 2.10. Signal delay, when $f_{clk} = 1$ MHz



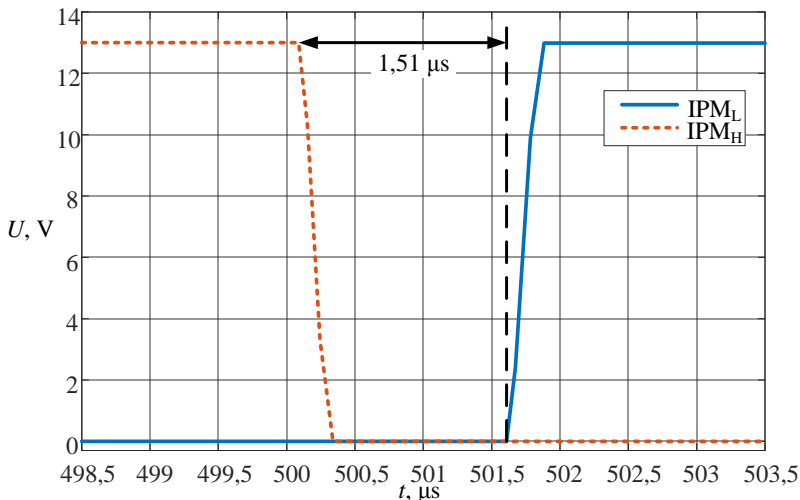
2.11 pav. Signalų vėlinimas, kai $f_{clk} = 2$ MHz

Fig. 2.11. Signal delay, when $f_{clk} = 2$ MHz

Iš 2.10 paveikslo matyti, kad, esant 1 MHz taktinio dažnio generatoriaus dažniui, analizuojama grandinė generuoja 3,44 μ s impulsų pločio moduliacijos signalo vėlinimą kylančiame signalo fronte. Kitu atveju (2.11 pav.), kai taktinio dažnio generatoriaus dažnis yra 2 MHz, signalo vėlinimas yra 1,87 μ s.

Analizuojant antrąją tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinę LTspice programiniame pakete, buvo sudarytas integrinio grandyno VO3120 modelis, nes standartinėje modelių bibliotekoje šio elemento nėra. Atliekant imitacinius

tyrimus buvo keičiamos grandinės elemento $C1$ vertės: pirmuoju atveju $C1 = 5,6 \text{ nF}$ (2.12 pav.), antruoju – $C1 = 11,2 \text{ nF}$ (2.13 pav.). Elemento $R1$ vertės buvo pastovios – $R1 = 220 \text{ } \Omega$.



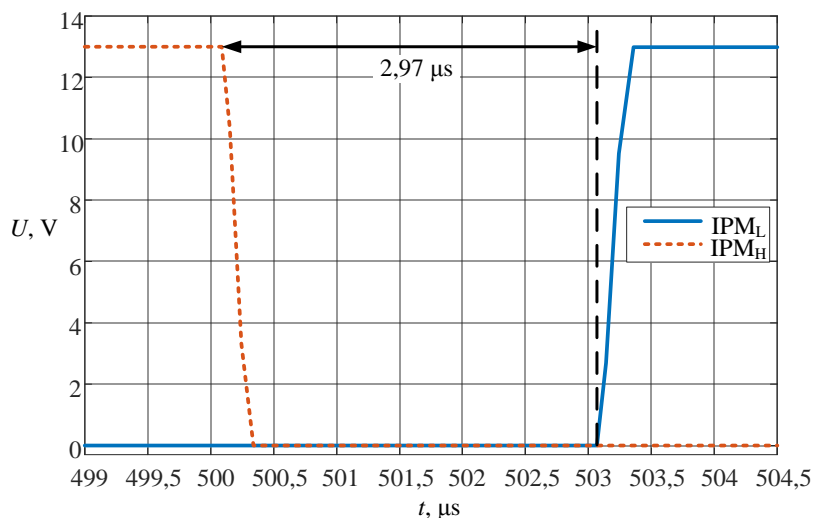
2.12 pav. Signalų vėlinimas, kai $C1 = 5,6 \text{ nF}$

Fig. 2.12. Signal delay, when $C1 = 5.6 \text{ nF}$

Iš 2.12 paveikslo matyti, kad tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinė generuoja $1,51 \text{ } \mu\text{s}$ vėlinimą kylančiame tranzistorių valdymo signalų fronte, o padidinus elemento $C1$ vertę (2.13 pav.) – $2,97 \text{ } \mu\text{s}$.

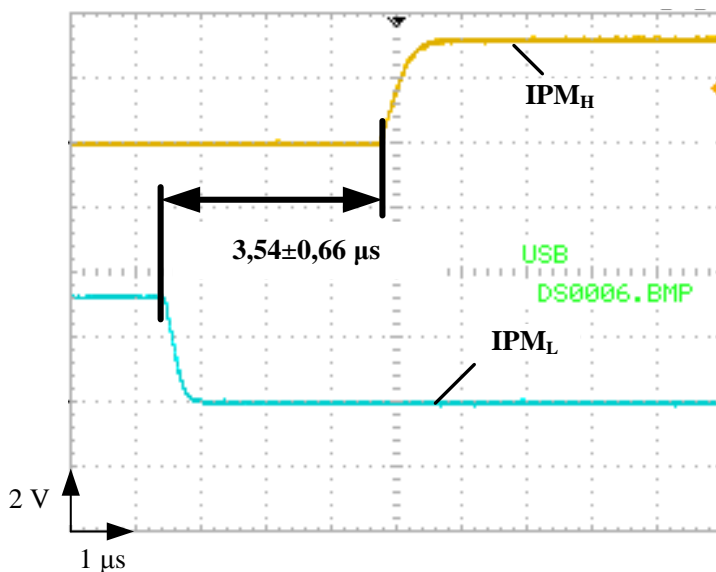
Šešiafazio dažnio keitiklio maketo gamybos metu abi aprašytos vėlinimo grandinės buvo ištirtos eksperimentiškai, šių tyrimų metu grandinių parametrai buvo tokie pat kaip ir imitaciniuose tyrimuose. Pirmosios grandinės, kai $f_{clk} = 1 \text{ MHz}$, eksperimentinio tyrimo rezultatai pateikti 2.14 paveiksle, o kai $f_{clk} = 2 \text{ MHz}$ – 2.15 paveiksle.

Iš 2.14 paveikslo matyti, kad grandinė generuoja $3,54 \pm 0,66 \text{ } \mu\text{s}$ impulsų pločio moduliacijos signalo vėlinimą, tuo tarpu 2.15 paveiksle matome signalą, kuris vėlinamas $1,72 \pm 0,3 \text{ } \mu\text{s}$.



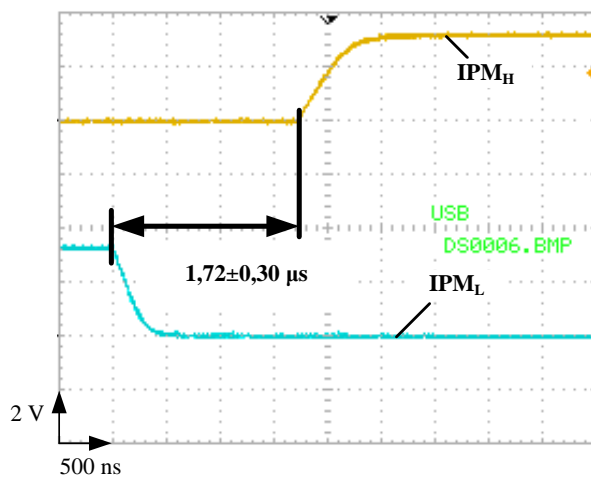
2.13 pav. Signalų vėlinimas, kai $C1 = 11,2 \text{ nF}$

Fig. 2.13. Signal delay, when $C1 = 11.2 \text{ nF}$



2.14 pav. Išmatuotas signalų vėlinimas, kai $f_{clk} = 1 \text{ MHz}$

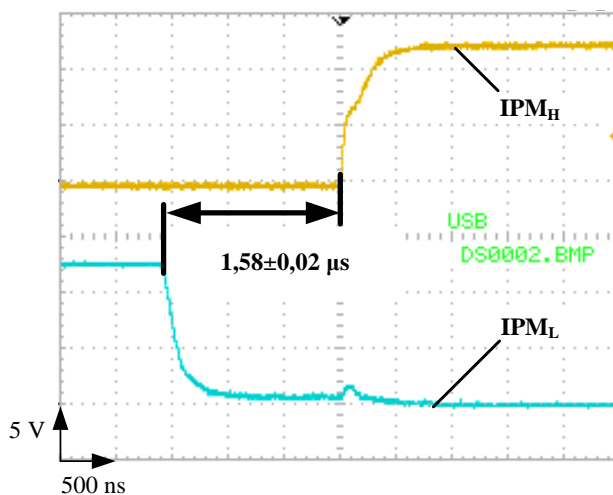
Fig. 2.14. Measured signal delay, when $f_{clk} = 1 \text{ MHz}$



2.15 pav. Išmatuotas signalų vėlinimas, kai $f_{clk} = 2$ MHz

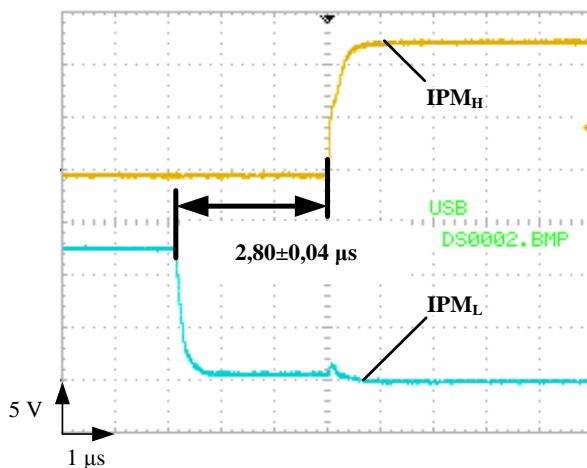
Fig. 2.15. Measured signal delay, when $f_{clk} = 2$ MHz

Antrosios vėlinimo grandinės eksperimentinio tyrimo rezultatai pateikiami 2.16 paveiksle, kai $C1 = 5,6$ nF ir 2.17 paveiksle, kai $C1 = 11,2$ nF.



2.16 pav. Išmatuotas signalų vėlinimas, kai $C1 = 5,6$ nF

Fig. 2.16. Measured signal delay, when $C1 = 5.6$ nF



2.17 pav. Išmatuotas signalų vėlinimas, kai $C1 = 11,2 \text{ nF}$

Fig. 2.17. Measured signal delay, when $C1 = 11.2 \text{ nF}$

Iš 2.16 paveikslo matyti, kad grandinė generuoja $1,58 \pm 0,02 \text{ μs}$ impulsų pločio moduliacijos signalo vėlinimą, o 2.17 paveiksle matome signalą, kuris vėlinamas $2,8 \pm 0,04 \text{ μs}$.

Visų tyrimų apibendrinimas pateikiamas 2.1 lentelėje.

2.1 lentelė. Tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinių tyrimų rezultatai

Table 2.1. Results dead-time generation circuits

Vėlinimo grandinė	Signalų vėlinimo laikas, μs		Paklaida, %
	imituojant	gauta eksperimentiniu būdu	
Su postūmio registras, 1 MHz	3,44	$3,54 \pm 0,66$	3
Su postūmio registras, 2 MHz	1,87	$1,72 \pm 0,3$	8
Su integratoriumi, $C1 = 5,6 \text{ nF}$	1,51	$1,58 \pm 0,02$	5
Su integratoriumi, $C1 = 11,2 \text{ nF}$	2,97	$2,8 \pm 0,04$	6

Atlikus šiuos tyrimus galima pastebėti, kad imitacinių ir eksperimentinių tyrimų rezultatų paklaida neviršija 8 %. Šias paklaidas galima paaiškinti tuo, kad realūs elektronikos komponentai turi paklaidas, konkrečiu atveju tirtose schemose naudoti rezistoriai su $\pm 5 \%$, o kondensatoriai su $\pm 15 \%$ paklaida. Šios elementų paklaidos imitaciniuose modeliuose neįvertinamos (Pitrėnas, Uznys, 2016).

Sudaryti imitaciniai modeliai gali būti taikomi tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinių tyrimams. Atlikus tyrimus pastebėta, kad pereinamųjų

vyksmų kreivių formos, kurios gautos imitacinių ir eksperimentinių tyrimų metu, nesutampa, tačiau signalų vėlinimo laiko paklaida neviršija 8 %.

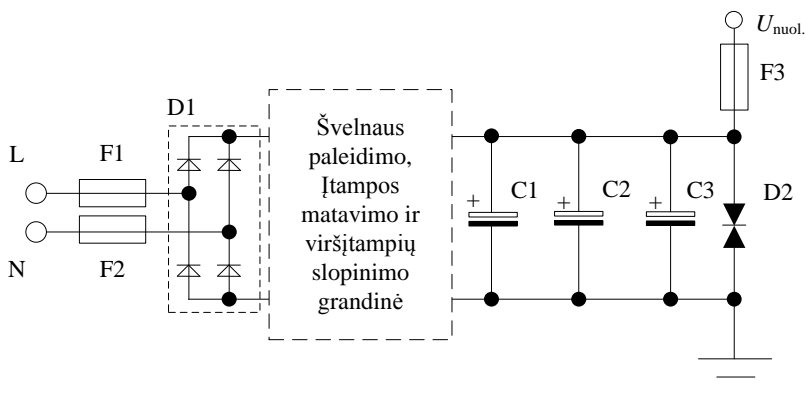
Pagamintame šešiafazio dažnio keitiklio makete pasirinkta naudoti tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinę su integratoriumi, kuri kuria 2,8 μ s vėlinimą. Nors signalų vėlinimo grandinė su postūmio registras leidžia keisti signalo vėlinimą vien tik keičiant taktinio dažnio generatoriaus dažnį, tačiau ši grandinė yra jautri elektromagnetiniams trikdžiams kuriuos kuria dažnio keitiklis. Tai buvo pastebėta eksperimentinių tyrimų metu ir gali paveikti nestabilių dažnio keitiklio darbą, tai yra grandinė gali neužtikrinti stabilaus vėlinimo laiko. Antrosios valdymo signalų vėlinimo grandinės įėjime naudojama integravimo grandinė, kuri kartu veikia ir kaip žemųjų dažnių filtras, kuris slopina elektromagnetinius trikdžius, atsirandančius valdymo signalų grandinės įėjime. Tai skatina stabilesnį šios grandinės veikimą lyginant su valdymo signalų vėlinimo grandine, kurioje naudojami postūmio registrai.

2.2.4. Šešiafazio dažnio keitiklio elektrinė principinė schema

Šiame poskyryje pateikiamos ir aprašomos projektuojamo šešiafazio dažnio keitiklio elektrinės principinės schemos, kurios išskaidytos į pagrindinius funkcinius blokus.

Sukurto dažnio keitiklio supaprastinta nuolatinės įtampos grandinės schema pateikiama 2.18 paveiksle. Šioje grandinėje kintamoji pramoninio dažnio įtampa išlyginama naudojant vienfazį tiltelinį lygintuvą ir tris 470 μ F talpos 450 V darbo įtampos elektrolitinius kondensatorius, kurie sujungti lygiagrečiai. Nuolatinės įtampos grandinės įėjime naudojami tirpieji saugikliai. Kadangi filtro kondensatorių talpa gana didelė, nuolatinės srovės grandinėje naudojama lengvojo paleidimo schema. Ši schema užtikrina, kad, įjungus dažnio keitiklį į tinklą, filtro kondensatoriai bus įkraunami srove, kuri neviršys tirpiųjų saugiklių varinės srovės.

Ši schema sudaryta iš nuosekliai filtro kondensatoriams įjungtos varžos, kuri šuntuojama sujungiamuoju relės kontaktu. Įjungus dažnio keitiklį į tinklą, filtro kondensatoriai įkraunami per varžą, o po tam tikro laiko paveikiama relė ir jos kontaktai užsidaro, taip iš grandinės eliminuojant papildomą varžą. Taip pat šioje grandinėje naudojama viršįtampių stebėjimo grandinė, sudaryta iš varžinio daliklio, precizinio optiškai izoliuoto įtampos jutiklio ir operacinio stiprintuvo. Ši grandinė stebi įtampą ir ją perduoda į įterptinę sistemą. Įterptinė sistema, pastebėjusi viršįtampį, į grandinę, lygiagrečiai su filtro kondensatoriais, įjungia didelės galios rezistorių, kuris perteklinę grandinės energiją paverčia šiluma, taip iškraudamas filtro kondensatorius ir nuslopindamas grandinėje atsiradusius viršįtampius. Papildomai filtro kondensatorių apsaugai naudojamas 440 V apsauginis diodas (angl. *Transient voltage suppressor*).



2.18 pav. Nuolatinės įtampos grandinės schema

Fig. 2.18. Diagram of direct current bus circuit

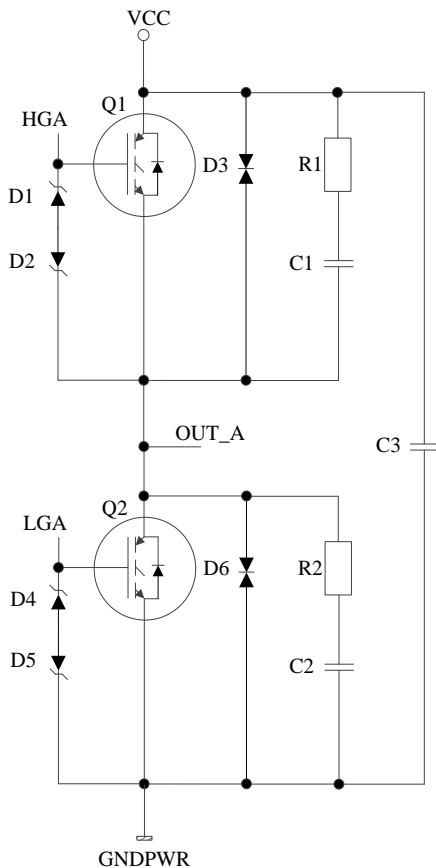
Nuolatinės įtampos grandinės išėjime naudojamas papildomas tirpusis saugiklis, kuris, sugedus inverteriui, atjungs nuolatinės įtampos grandinę nuo inverterio ir dažnio keitiklio apkrovos.

Dažnio keitiklio įtampos inverterio vienos galios pakopos schema pateikta 2.19 paveiksle. Šešiafazis įtampos inverteris sudarytas iš tokių šešių galios pakopų. Pagrindiniai galios pakopų elementai – izoliuotos užtūros dvipoliai tranzistoriai STGW40N120KD. Šie tranzistoriai valdomi naudojant specializuotas tranzistorių valdymo grandines, kurios aprašytos 2.2.2 skyrelyje.

Kadangi įtampos inverterio apkrova yra induktyvaus pobūdžio, tai komutuojuojant galios pakopos tranzistorius susidaro nepageidaujami viršįtampiai. Šie viršįtampiai, nenaudojant papildomų apsauginių grandinių, gali sugadinti įtampos inverterio tranzistorius. Šių tranzistorių apsaugai naudojami apsauginiai diodai (angl. *Free-wheeling diode*), kurie konkrečių tranzistorių atveju yra įmontuoti pačiuose tranzistoriuose. Kitu atveju reikėtų juos montuoti atskirai. Šie diodai turi pasižymėti didele greitimeika, atgalinio atsikūrimo laikas neturėtų viršyti 100 ns esant 25 °C temperatūrai.

Praktika rodo, kad didelės galios dažnio keitikliams vien tik tokios viršįtampių apsaugos nepakanka, todėl naudojamos įvairios papildomos viršįtampių slopinimo grandinės (angl. *Snubber circuits*). Jos gali būti bendrosios, skirtos visiems inverterio tranzistoriams apsaugoti, ir individualios, skirtos kiekvieno tranzistoriaus apsaugai atskirai. Sukurtame dažnio keitiklio inverteryje naudojamos abi viršįtampių slopinimo grandinės. Analizuojamoje grandinėje matomos lygiagrečiai su galios pakopa prijungtas kondensatorius C3, tai bendra viršįtampio apsaugos grandinė. Ši grandinė pasižymi mažais nuostoliais ir efektyviu viršįtampių slopinimu mažos galios inverteriuose (Mitsubishi, 2014). Didėjant galiai vien tik šios slopinimo grandinės gali nepakakti, todėl projektuojamame

dažnio keitiklio inverteryje papildomai naudojamos individualios viršįtampių slopinimo grandinės.



2.19 pav. Įtampos inverterio schema

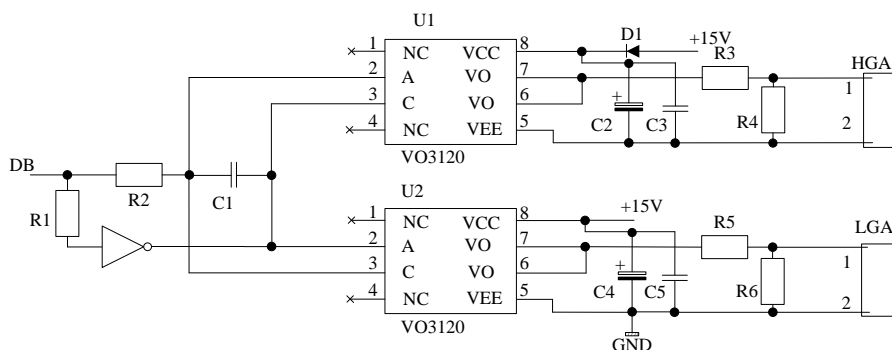
Fig. 2.19. Circuit diagram of voltage source inverter

Šios grandinės sudarytos iš RC grandinės ir jungiamos lygiagrečiai su kiekvienu inverterio galios tranzistoriumi. Šio tipo slopinimo grandinė pasižymi geromis savybėmis slopinant viršįtampius, nepageidaujamus įtampos virpesius ir dU/dt triukšmus (Mitsubishi, 2014). Nepaisant gerų šios slopinimo grandinės savybių, ji naudojama tik inverteriuose, kurie dirba nedideliu dažniu, nes šios slopinimo grandinės nuostoliai yra dideli.

Papildomai įtampos inverterio galios tranzistorių apsaugai naudojami 600 V įtampos apsauginiai diodai, kurie jungiami lygiagrečiai su kiekvienu galios tranzistoriumi.

Taip pat būtina apsaugoti ir mažos galios tranzistorių valdymo grandines, kurios komutuoja tranzistorių užtūras. Grandinės tranzistorių maksimali užtūros maitinimo įtampa ± 25 V, todėl būtina užtikrinti, kad šis diapazonas niekada nebūs viršytas. Tam tikslui naudojami 15 V stabilizatoriai tranzistorių užtūrų valdymo grandinėse.

Dažnio keitiklio įtampos inverterio tranzistorių valdymo grandinės schema pateikta 2.20 paveiksle.



2.20 pav. Tranzistorių valdymo grandinės schema

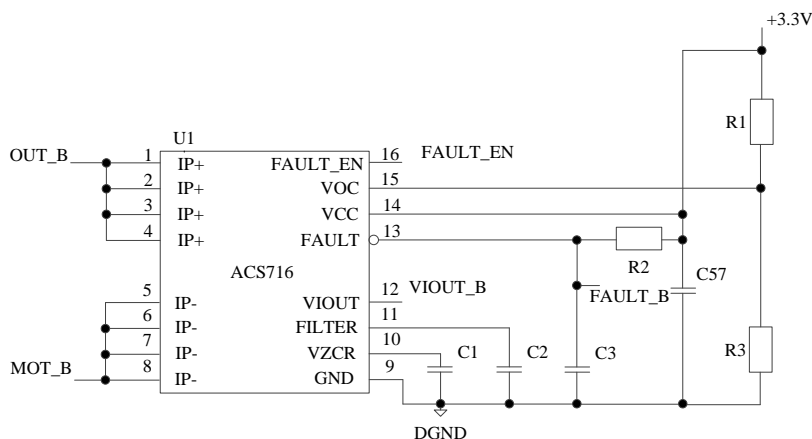
Fig. 2.20. Diagram of transistors controller circuit

Kadangi įterptinė sistema, valdanti įtampos inverterio tranzistorius, formuoja mažos galios signalus, juos reikia sustiprinti. Tam naudojami specializuoti integriniai grandynai – tranzistorių valdikliai. Šie grandynai gali būti įvairūs, skirti tik vienam tranzistoriui valdyti, skirti dviem vienoje galios pakopoje esantiems tranzistoriams ar net trijų galios pakopų tranzistoriams valdyti. Taip pat skiriasi jų išėjimo galios bei greitaveikos.

Projektuojamam šešiafaziui dažnio keitikliui pasirinkti optiškai izoliuoti tranzistorių valdikliai – VO3120. Šių valdiklių išėjimo srovė yra iki 2,5 A, maitinimo įtampa – nuo 15 V iki 32 V.

Vienos galios pakopos tranzistorių valdikliai jungiami taip, kad jiems valdyti reikėtų tik vieno impulsų pločio moduliacijos signalo iš įterptinės sistemos. Taip pat toks jungimo būdas užtikrina tranzistorių valdymo signalų vėlinimą, t. y. užtikrina, kad vienu metu vienoje galios pakopoje bus atidarytas tik vienas tranzistorius, priešingu atveju galios pakopos tranzistoriai gali būti sugadinti (Pitrėnas, 2015).

Dažnio keitiklio srovės matavimo grandinės schema pateikta 2.21 paveiksle.



2.21 pav. Srovės jutiklių grandinės schema

Fig. 2.21. Diagram of current sensors circuit

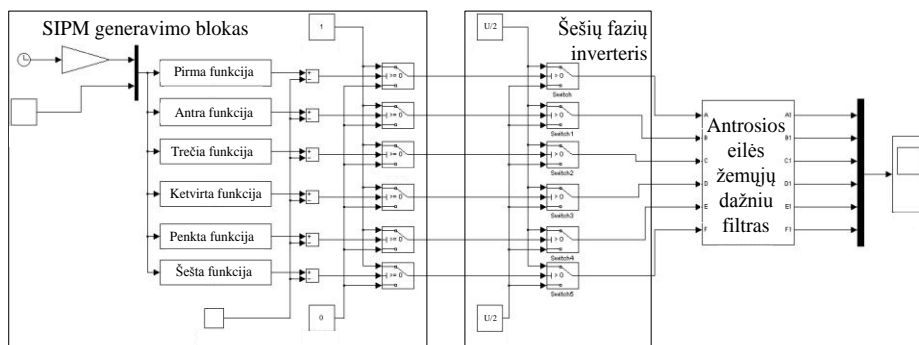
Ši grandinė jungiama tarp įtampos inverterio išėjimo ir jo apkrovos (variklio). Ji matuoja vieną variklio fazinę srovę ir perduoda išmatuotos srovės vertę įterptinei sistemai. Iš viso projektuojamame dažnio keitiklyje naudojamos šešios tokios srovės matavimo grandinės kiekvienai variklio fazei.

Pagrindinis grandinės elementas – Holo srovės jutiklis ACS716. Šis jutiklis pasirinktas todėl, kad jo išėjimas yra galvaniškai atskirtas nuo įėjimo. Tai yra labai svarbu, nes kitaip gali būti sugadinta dažnio keitiklį valdanti įterptinė sistema.

Naudojant šią grandinę stebimi variklio faziniai viršsroviai. Aptikus viršsrovį formuojamas atskiras signalas įterptinei sistemai, kuri, gavusi šį signalą, stabdo dažnio keitiklio įtampos inverterio darbą. Tai atliekama naudojant aparatinę įterptinės sistemos pertrauktis. Todėl toks viršsrovio stebėjimo būdas daug patikimesnis už programinį viršsrovio stebėjimo būdą.

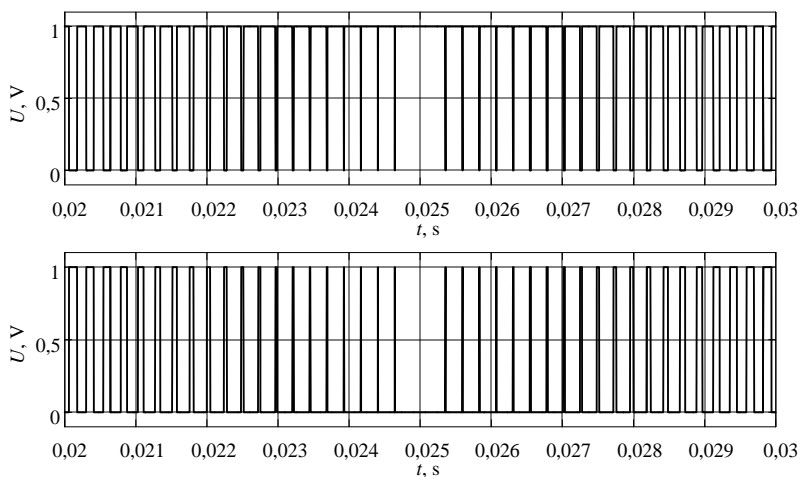
2.3. Imitaciniai modeliai

Siekiant sudaryti šešiafazio dažnio keitiklio skaliarinio valdymo algoritmą, darbo metu buvo sukurtas šešiafazio dažnio keitiklio imitacinis modelis. Tam buvo taikomas *Matlab Simulink* programinis paketas. Šešiafazio dažnio keitiklio kompiuterinis modelis pateiktas 2.22 paveiksle.



2.22 pav. Idealizuoto dažnio keitiklio modelis *Matlab Simulink* programiniame pakete

Fig. 2.22. *Matlab Simulink* model of idealized six-phase voltage source inverter with sinus pulse width modulation control



2.23 pav. Sinusinės impulsų pločio moduliacijos signalai valdantys vienos galios pakopos tranzistorius

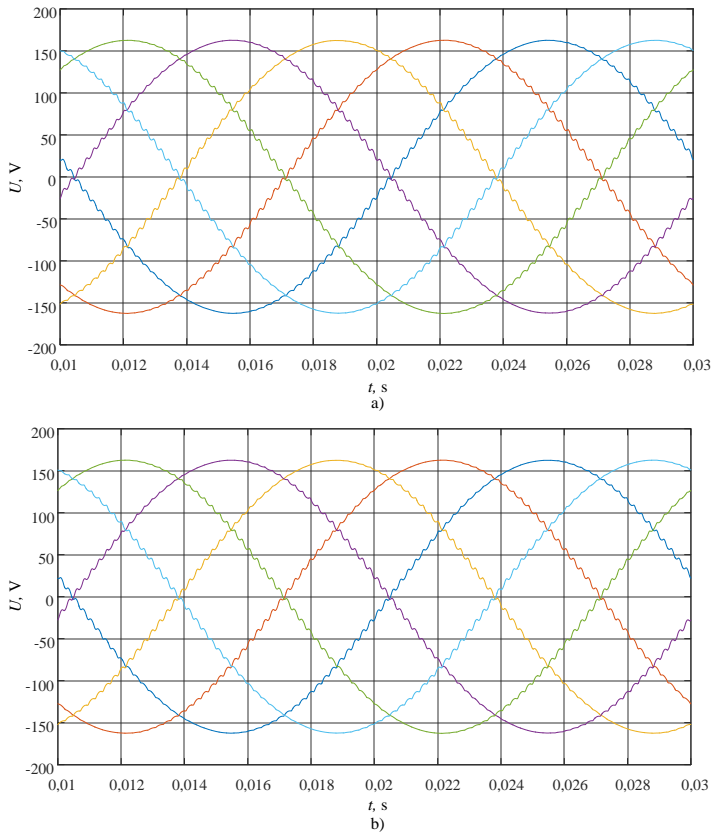
Fig. 2.23. Modelled sinus pulse width modulation signals for controlling one leg of six-phase voltage source inverter

Šešiafazis įtampos inverteris modeliuojamas naudojant idealius raktus, kurie prijungti prie nuolatinės įtampos grandinės.

Antrosios eilės žemųjų dažnių filtras filtruoja šešiafazio įtampos inverterio išėjimo signalus, filtro kritinis dažnis – 500 Hz.

Imitacijos metu gautų dviejų tranzistorių, esančių viename galios pakopos petyje, valdymo signalai pateikti 2.23 paveiksle.

Šių valdymo signalų fazė skiriasi 180° , o impulsų pločio moduliacija kinta sinuso dėsnio. Šiame kompiuteriniame modelyje nenaudojamas tranzistorių valdymo signalų vėlinimas dėl didesnės kompiuterinio modelio greitaveikos (Pitrėnas, 2014).



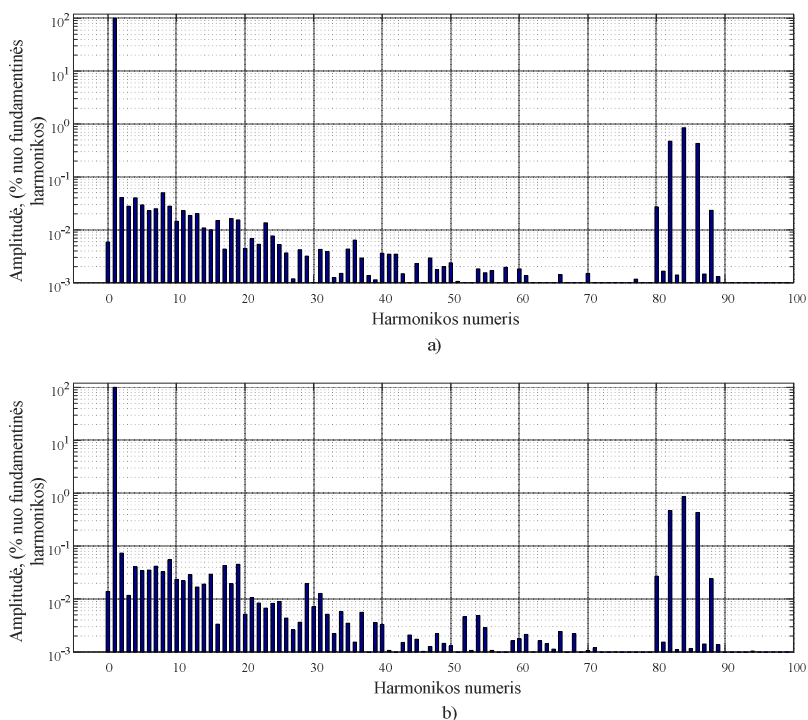
2.24 pav. Šešiafazė įtampa, gauta imituojuant šešiafazį dažnio keitiklį pagal sinusinės impulsų pločio moduliacijos valdymo metodą, nuolatinės srovės grandinės įtampa – 325 V: a) įprastas nešlio dažnio metodas; b) supaprastintas sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodas

Fig. 2.24. Modeled six-phase voltage using sinus pulse width modulation method when DC bus voltage is set to 325 V: a) regular carrier based method; b) simplified sinus pulse width modulation method

Sudarytame kompiuteriniame modelyje buvo imituojamasis šešiafazės įtampos formavimas taikant sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodą bei supaprastintą sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodą, kuris aprašytas 2.4 skyrelyje. Imitacijos metu buvo formuojama 50 Hz šešiafazė įtampa, kurios fa-

zių postūmis – 60 laipsnių, inverterio maitinimo įtampa – 325 V, o nešlio dažnis – 4,2 kHz. Šešiafazio dažnio keitiklio kuriamos išėjimo įtampos imitacijos rezultatai pateikti 2.24 paveiksle.

Kaip matyti iš imitacijos rezultatų, šešiafazio inverterio išėjime gaunama šešiafazė įtampa yra artima sinusinei, su nedideliais triukšmais, kuriuos sukelia nešlio dažnis. Siekiant įvertinti gautos įtampos harmoninę sudėtį, buvo suskaičiuota gautos šešiafazio inverterio išėjimo įtampos greitoji Furjė transformacija. Gautas įtampos spektras pateiktas 2.25 paveiksle.



2.25 pav. Šešiafazio dažnio keitiklio kompiuterinio modelio išėjimo įtampos spektrinė sudėtis: a) įprastas nešlio dažnio metodas; b) supaprastintas sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodas

Fig. 2.25. Spectrum of modeled six-phase frequency inverter output voltages: a) regular carrier based method; b) simplified sinus pulse width modulation method

Kaip matyti iš gautų rezultatų, abiem sinusinės impulsų pločio moduliacijos įtampos formavimo būdais dažnio keitiklio išėjimo įtampa sudaryta iš pirmosios harmonikos, kurios dažnis 50 Hz, aukštesniosios harmonikos nesiekia net 0,1 %, išskyrus harmonikas, kurių dažnis sutampa su impulsų pločio moduliacijos nešlio dažniu, jų amplitudės siekia 0,6 % nuo fundamentinės harmonikos amplitu-

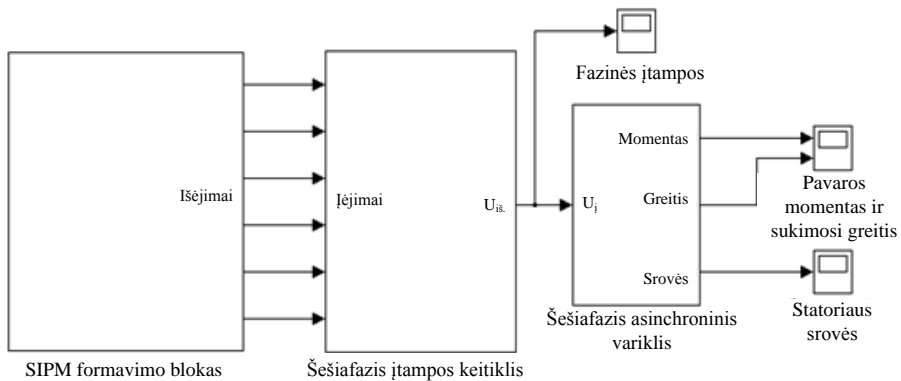
dės. Iš gautų rezultatų galima teigti, kad, projektuojant skaliarinio valdymo šešiafazį dažnio keitiklį, tranzistoriams komutuoti turi pakakti 4,2 kHz impulsų pločio moduliacijos nešlio dažnio, kad išėjimo įtampa neturėtų didelių iškraipymų.

Skaliarinio valdymo algoritmas, pateiktas 2.4 skyriuje, buvo įgyvendintas *Matlab Simulink* programiniame pakete. Sudarytos šešiafazės pavaros modelis pateiktas 2.26 paveiksle (Pitrėnas, 2014).

Kompiuterinis modelis sudarytas iš trijų pagrindinių funkcinių blokų:

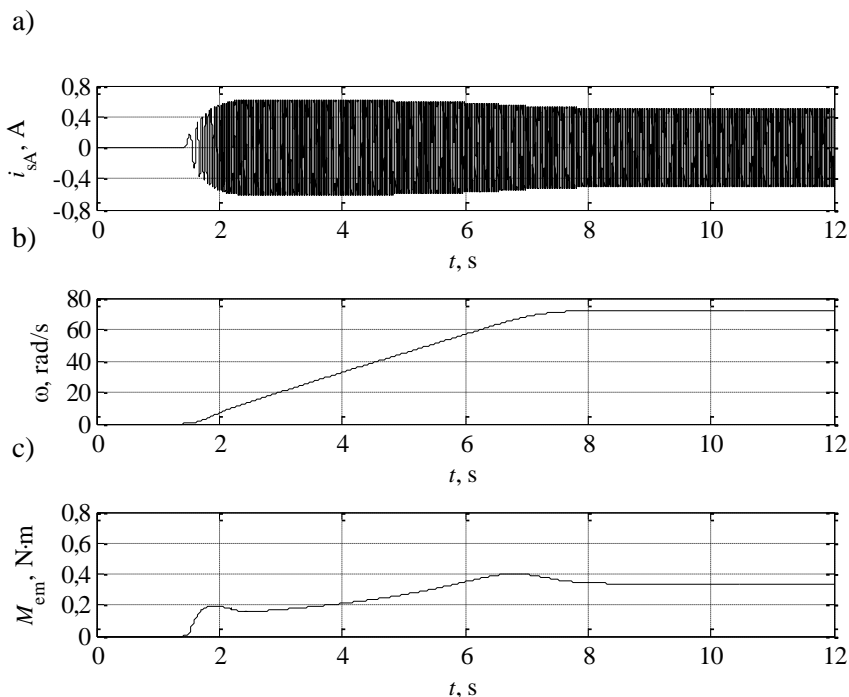
- sinusinės impulsų pločio moduliacijos blokas, kuriame generuojami šešiafazio inverterio tranzistorių valdymo signalai;
- šešiafazis įtampos inverterio blokas, kuris komutuoja prie jo prijungtą apkrovą su nuolatinės įtampos grandine;
- antrosios eilės žemųjų dažnių filtras, kuris filtruoja šešiafazio įtampos inverterio išėjime generuojamas stačiakampes įtampas.

Modelyje pasirinktas 16,8 kHz sinusinės impulsų pločio moduliacijos nešlio dažnis, generuojamos įtampos dažnis – 50 Hz, o nuolatinės srovės grandinės įtampa nustatyta 325 V. Šešiafazės pavaros A fazės srovės, sukimosi greičio ir sukimo momento pereinamieji vyksmai pateikti 2.27 paveiksle.



2.26 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros modelis, *Matlab Simulink* programiniame pakete

Fig. 2.26. The model of six-phase frequency induction drive in Matlab Simulink



2.27 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros imitaciniai pereinamieji vyksmai, kai pavara maitinama 50 Hz dažnio įtampa:

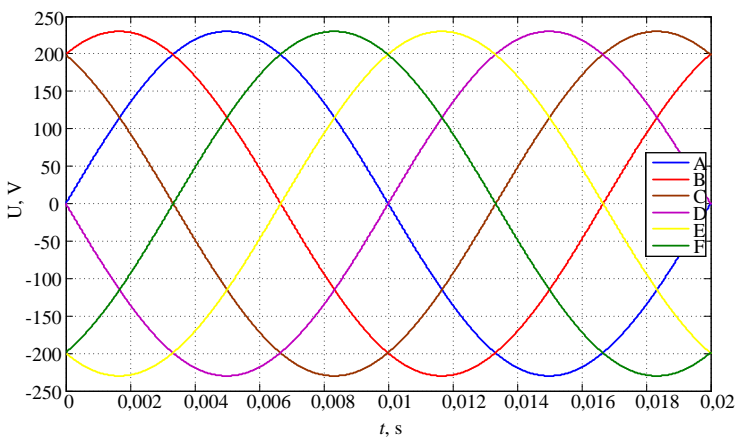
a) statoriaus srovė, b) rotoriaus sukimosi greitis, c) sukimo momentas

Fig. 2.27. Transients of six-phase frequency induction drive when drive supplied with 50 Hz phase voltages: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Kaip matyti iš imitacijos rezultatų, sukurtas dažnio keitiklio valdymo algoritmas gali būti taikomas generuoti šešiafazę įtampą šešių fazių įtampos inverteriu, kuriam valdyti gali būti naudojamas mažos skaičiuojamosios galios, o kartu ir kainos, mikrovaldiklis. Generuojamos dažnio keitiklio išėjimo įtampos neturi didelių iškraipymų, išskyrus triukšmus esančius sinusinės impulsų pločio moduliacijos nešlio dažnio diapazone, tačiau to išvengti neįmanoma nenaudojant papildomų filtrų dažnio keitiklio išėjime. Imitacijos metu gautos statoriaus fazinės srovės artimos sinusinėms, o tai reiškia, kad šešiafazė pavara turi dirbti sklandžiai, be didelių sukimo momento pulsacijų ar perteklinės šilumos, kuri tiesiogiai proporcinga elektriniams nuostoliams. Elektrinius nuostolius kuria srovės trečioji harmonika.

2.4. Šešiafazio įtampos inverterio valdymas naudojant įterptinę sistemą

Šešiafazės įtampos diagrama pateikta 2.28 paveiksle. Norint formuoti šešiafazę įtampą naudojant šešiafazį įtampos inverterį, mikrovaldiklis turi suskaičiuoti šešias sinusines funkcijas, bet mažos galios ir kainos mikrovaldikliai dažnai būna nepajėgūs atlikti šią užduotį. Dėl to tenka naudoti galingesnius ir brangesnius mikrovaldiklius ar skaitmeninius signalų procesorius arba turi būti supaprastintas pats įtampos formavimo metodas.



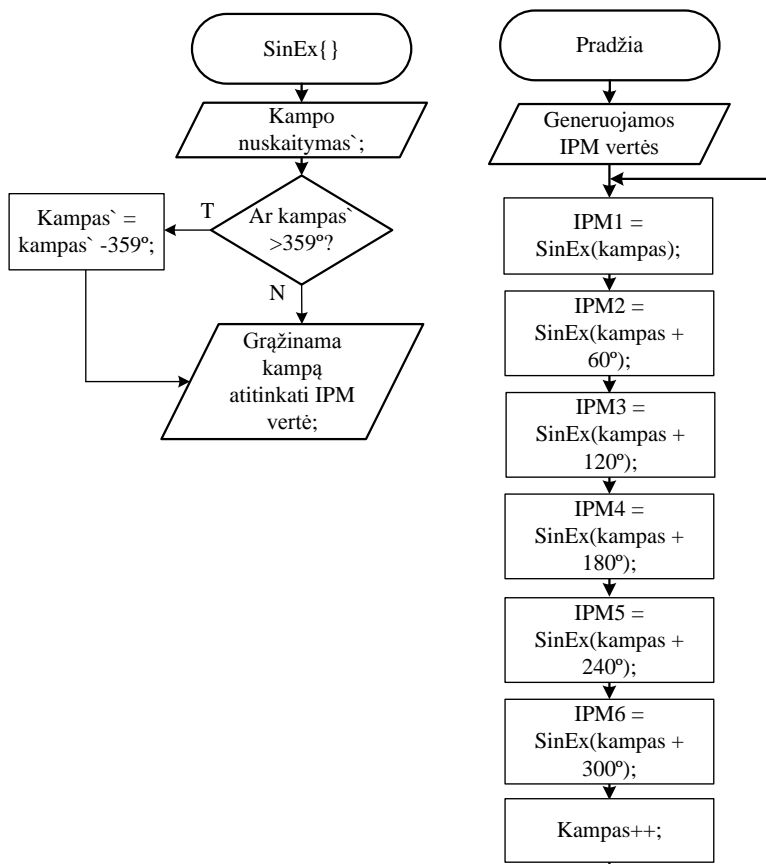
2.28 pav. Šešiafazė įtampa
Fig. 2.28. Six-phase voltage

Vienas iš supaprastinimų įgyvendinamas todėl, kad visos šešios įtampos yra vienodos, tik pastumtos viena kitos atžvilgiu 60° laipsnių kampų. Tai reiškia, kad mikrovaldiklis turi skaičiuoti tik vieną sinuso dėsnį kintantį impulsų pločio moduliacijos signalą, o kiti gali būti gaunami pastumiant pirmąjį.

Net ir pigūs šiuolaikiniai valdikliai turi integruotą impulsų pločio moduliacijos formavimo bloką, kas labai supaprastina inverterio valdymo signalų formavimą. Norint suformuoti atitinkamą impulsų pločio moduliacijos signalą, reikia įrašyti atitinkamą vertę į mikrovaldiklio impulsų pločio moduliacijos formavimo registrą, ši registro vertė skaičiuojama taikant trigonometrines funkcijas, kurių skaičiavimai mažos galios mikrovaldikliuose yra nepageidaujamas. Taip pat verta paminėti, kad impulsų pločio moduliacijos registro vertė turi būti nuolat atnaujinama, kad būtų suformuotas sinuso dėsnio besikeičiantis impulsų pločio moduliacijos signalas.

Kai naudojamas sinchroninis įtampos inverteris vienos galios pakopos tranzistorių valdymui, reikalingas vienas impulsų pločio moduliacijos signalas, t. y.

viršutiniam galios pakopos tranzistoriui valdymo signalas yra perduodamas tiesiai iš mikrovaldiklio, o apatiniame signalas yra invertuojamas. Tai galima atlikti aparatiškai.



2.29 pav. Sinusinės impulsų pločio moduliacijos generavimo algoritmas, kai naudojami 6 impulsų pločio moduliacijos signalai

Fig. 2.29. Algorithm of sinus pulse width modulation signal generation using 6 pulse width modulation channels

Tam, kad, vykdant pagrindinę programą, mikrovaldiklis nebūtų apkraunamas trigonometrinių funkcijų skaičiavimu, sukurto šešiafazio dažnio keitiklio makete reikalingos impulsų pločio moduliacijos registrų vertės skaičiuojamos iš anksto. Vienas sinuso periodas suskirstomas į 360 atkarpų kurios atitinka 1° sinuso kampo pokytį. Toliau šios vertės apskaičiuojamos taikant trigonometrinę funkciją ir surašomos į duomenų lentelę. Generuojant sinusinės impulsų pločio moduliacijos signalą atitinkamu laiko momentu iš apskaičiuotos duomenų lente-

lės paimamas tam tikrą sinuso kampą atitinkantis skaičius ir įrašomas į impulsų pločio moduliacijos registrą, po tam tikro laiko, kuris priklauso nuo generuojamos dažnio keitiklio įtampos dažnio, impulsų pločio moduliacijos registro vertė atnaujinama paimant duomenis iš duomenų lentelės.

Galimi du skirtingi metodai visoms reikalingos sinusinėms vertėms skaičiuoti. Pirmuoju metodu visos reikalingos vertės apskaičiuojamos kiekvieną kartą įjungus mikrovaldiklį ir saugomos operatyviojoje atmintyje. Tačiau toks metodas sunaudoja didelę operatyviosios atminties dalį, kuri žemos klasės mikrovaldikliuose kiekis yra ribota. Kitas metodas – suskaičiuoti visas reikalingas reikšmes asmeniniame kompiuteryje ir jas perkelti į mikrovaldiklio programinę atmintį kartu su pagrindine mikrovaldiklio programa. Šis metodas daug pranašesnis už pirmąjį, nes nenaudoja operatyviosios atminties kintamųjų saugojimui, o pats mikrovaldiklis neturi skaičiuoti sinusinių verčių. Pagrindinė mikrovaldiklio programa yra pagrįsta pertrauktimis. Visų šešių impulsų pločio moduliacijos registrų vertės yra perduodamos naudojant vieną funkciją. Ši funkcija yra iškviečiama iš laikmačio pertraukties. Priklausomai nuo laikmačio nustatymų ši funkcija iškviečiama skirtingu laiku, o tai keičia formuojamos šešiafazės įtampos dažnį.

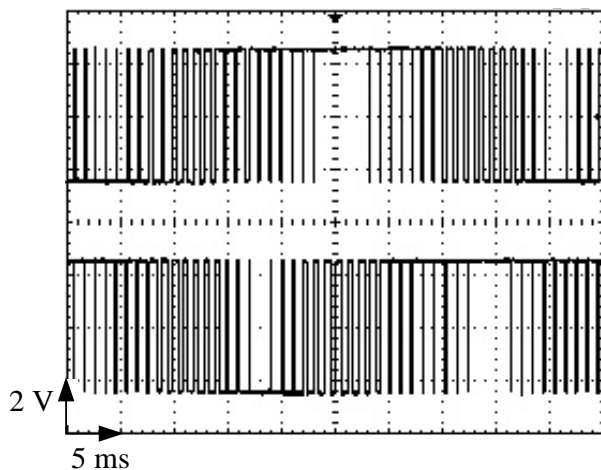
Formuojamos įtampos amplitudė keičiama padalijant impulsų pločio moduliacijos registro vertę, priklausomai nuo formuojamos įtampos dažnio.

Pateiktas sinusinės impulsų pločio moduliacijos formavimo algoritmas pavaizduotas 2.29 paveiksle (Pitrėnas, Petrovas, 2014).

Aptartas šešiafazio inverterio sinusinės impulsų pločio moduliacijos valdymo signalų formavimo metodas buvo įgyvendintas naudojant „Atmel“ firmos 8 skilčių mikrovaldiklį „Atmega328“ bei 32 skilčių mikrovaldiklį „SAM3XE“. Du gretimi šešiafazio įtampos inverterio sinusinės impulsų pločio moduliacijos valdymo signalai pateikti 2.30 paveiksle.

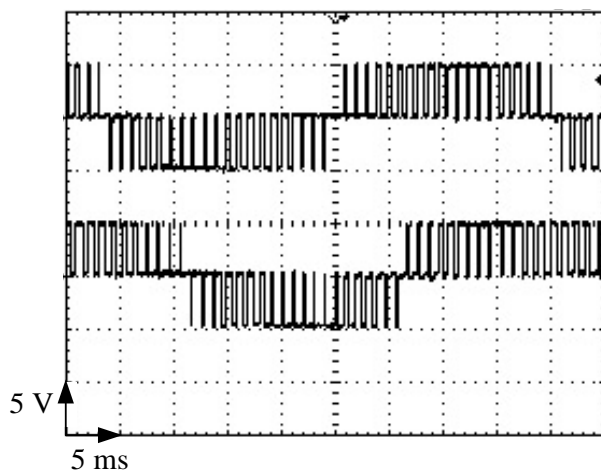
Šie sinusinės impulsų pločio moduliacijos signalai suformuoja šešiafazę įtampą, kurios faziniai kampai skiriasi 60° ir dažnis artimas 25 Hz. Naudojant tokius valdymo signalus ir šešiafazį įtampos inverterį, galima suformuoti kintamojo dažnio ir amplitudės šešiafazę įtampą. Dvi gretimos linijinės įtampos atrodytų taip, kaip pavaizduota 2.31 paveiksle.

Pradiniame šešiafazio dažnio keitiklio makete sudarytas supaprastintas dažnio keitiklio sinusinės impulsų pločio moduliacijos valdymo algoritmas buvo įgyvendintas 8 skilčių mikrovaldiklyje „Atmel ATMEGA328“. Tobulinant pradinį dažnio keitiklio maketą buvo nuspręsta 8 skilčių mikrovaldiklį pakeisti spartesniu 32 skilčių „Atmel“ firmos mikrovaldikliu „SAM3X8E“, kas sudarytų galimybes ateityje kurti sudėtingesnius pavaros valdymo metodus.



2.30 pav. Du 60 elektrinių laipsnių kampu perstumti impulsų pločio moduliacijos signalai sugeneruoti taikant 8 skilčių mikrovaldiklį

Fig. 2.30. Two sinus pulse width modulation signals generated with 8-bit MCU shifted by 60° degrees



2.31 pav. Linijinės dažnio keitiklio įtamos

Fig. 2.31. Line-to-line voltages of voltage source inverter

2.5. Antrojo skyriaus išvados

1. Sudaryti imitaciniai tranzistorių valdymo grandinių modeliai gali būti taikomi tranzistorių signalų vėlinimo grandinių tyrimams. Pereinamųjų vyksmų kreivės, kurios gautos imitacinių ir eksperimentinių tyrimu metu, skiriasi iki 8 %, nes imitaciniuose modeliuose neatsižvelgiama į paklaidas, kurios neišvengiamos realiuose elektronikos komponentuose.
2. Sukurtame šešiafazio dažnio keitiklio makete pasirinkta naudoti tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinę, kuri sudaryta iš integruojančios grandinės ir optiškai atsiųstų tranzistorių valdiklių. Šios tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinės įėjime naudojama integravimo grandis, kuri kartu veikia ir kaip žemųjų dažnių filtras, kuris slopina elektromagnetinius trikdžius, atsirandančius grandinės įėjime. Tai skatina stabilesnį šios grandinės veikimą lyginant su valdymo signalų vėlinimo grandine, kuri sudaryta iš postūmio registrų.
3. Šešiafazio dažnio keitiklio įterptinio valdymo sistema turi formuoti dvigubai daugiau valdymo impulsų lyginant su trifaze sistema, todėl reikalingi didesni skaičiavimų resursai. Sudarytas šešiafazio dažnio keitiklio valdymo algoritmas yra nesudėtingas ir gali būti sėkmingai realizuojamas žemo taktinio dažnio 8 skilčių mikrovaldikliu.
4. Sudarytas imitacinis šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros modelis leidžia tirti daugiafazių dažnio keitiklių valdymo algoritmus ir šešiafazės pavaros pereinamuosius vyksmus, kai pavara dirba normaliu režimu. Daugiafazių variklių modeliai sudaromi simetriniams varikliams, todėl šie modeliai yra netinkami asimetriniams darbo režimams tirti.
5. Imitacinių tyrimų metu formuojant dažnio keitiklio išėjimo įtampas sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodu, išėjimo įtampoje vyrauja pirmoji harmonika, o aukštesniosios harmonikos nesiekia 0,1 %, išskyrus harmonikas, kurių dažnis sutampa su impulsų pločio moduliacijos nešlio dažniu, jų amplitudės siekia 0,6 % nuo pirmosios harmonikos amplitudės.

Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros eksperimentiniai tyrimai

Skyriuje pateikiamas eksperimentinių tyrimų stendo aprašymas, pateikta jo struktūrinė schema. Pristatomi šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros eksperimentinių tyrimų rezultatai.

Nagrinėjama dažnio keitiklio impulsų pločio moduliacijos nešlio dažnio įtaka šešiafazio asinchroninio variklio fazinių srovių harmoninei sudėčiai. Pateikiami sukurto šešiafazio dažnio keitiklio maketo elektromagnetinio suderinamumo tyrimai.

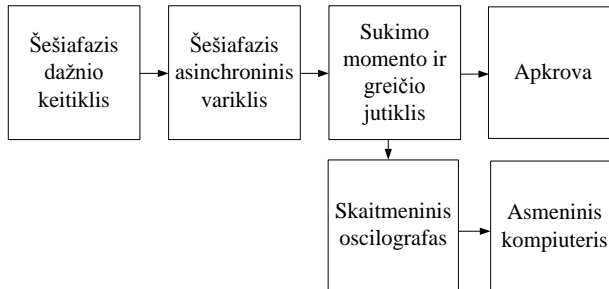
Pateikiamos šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros srovių projekcijos, sukimosi greičio, fazinių srovių ir sukimo momento tyrimų rezultatai esant skirtingiems maitinimo įtampoms dažniams.

Aprašomi šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, veikiančios poavariniu režimu, tyrimai ir srovių sistemos korekcijos metodas.

Skyriaus tematika paskelbti 2 straipsniai (Pitrėnas *et al.* 2015b, 2017).

3.1. Bandymų stendo aprašymas

Sukurto šešiafazio dažnio keitiklio bei šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų tyrimui Vilniaus Gedimino technikos universiteto Automatikos katedroje sukonstruotas specialus stendas, kurio struktūra pateikta 3.1 paveiksle.



3.1 pav. Eksperimentinio tyrimų stendo struktūra
Fig. 3.1. Structure of experimental rig



3.2 pav. Eksperimentinių tyrimų stendas (iš kairės į dešinę): šešiafazis dažnio keitiklis, šešiafazis asinchroninis variklis, sukamojo momento jutiklis, apkrova (nuolatinės srovės generatorius)

Fig. 3.2. Experimental rig (left to right): six-phase voltage inverter, six-phase induction motor, torque sensor, dc generator as load

Jis susideda iš šešiafazio dažnio keitiklio, šešiafazio asinchroninio variklio, sukimo momento ir greičio jutiklio, variklio apkrovos, skaitmeninio keturių kanalų oscilografo ir asmeninio kompiuterio. Variklis buvo apkraunamas naudojant nuolatinės srovės generatorių. Šešiafazis dažnio keitiklis buvo maitinamas iš pramoninio vienfazio tinklo, sukimo momento ir greičio jutiklis iš laboratorinio

nuolatinės srovės maitinimo šaltinio. Eksperimentiniai šešiafazio asinchroninio variklio parametrai pateikti 3.1 lentelėje, o šešiafazės dažninės pavaros tyrimų stendo vaizdas pateiktas 3.2 paveiksle.

3.1 lentelė. Šešiafazio asinchroninio variklio parametrai

Table 3.1. Parameters of six-phase induction motor

Parametras	U, V	P, W	I, A	$\omega, \text{rad/s}$	Polių porų skaičius	$\cos\varphi$	R_s, Ω	$J, \text{kg}\cdot\text{m}^2$
Vertė	230	218	0,2	75	4	0,81	88	0,0114

Sukimo momento jutiklio Lorenz Messtechnik DR-2212 pagrindiniai parametrai pateikti 3.2 lentelėje. Sukimo momento jutiklis turi analoginį įtampos išėjimo signalą, kuris yra proporcingas variklio kuriamam sukimo momentui. Variklio sukimo momento perinamieji vyksmai gaunami skaitmeniniu oscilografu matuojant sukimo momento jutiklio išėjimo signalą.

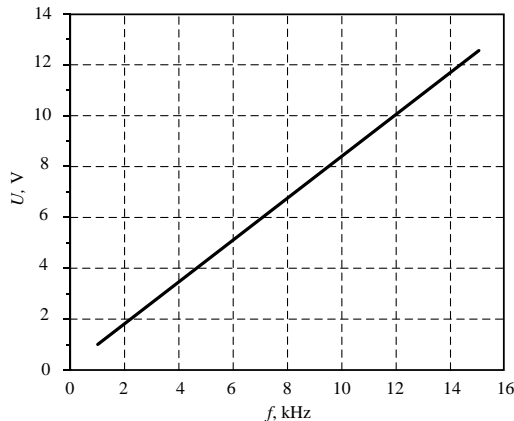
3.2 lentelė. Sukimo momento jutiklio Lorenz Messtechnik DR-2212 parametrai

Table 3.2. Parameters of torque sensor Lorenz Messtechnik DR-2212

Parametras	Dydis
Maitinimo įtampa, V	12–28
Tikslumo klasė, %	0,1
Atsikartojimas, %	$\pm 0,02$
Išėjimo signalas, V	± 5
Matavimo diapazonas, N·m	50
Temperatūros diapazonas, °C	nuo +5 iki +45

Sukimo momento jutiklis taip pat turi impulsinį išėjimo signalą, kurio dažnis yra proporcingas sukimosi greičiui, per vieną apsisukimą jutiklis duoda 360 impulsų. Siekiant išmatuoti šešiafazės pavaros sukimosi greitį, skaitmeninis jutiklio signalas buvo konvertuojamas į analoginį. Tam buvo naudojamas dažnis/įtampa keitiklis su specializuotu integriniu grandynu LM2917. Variklio sukimosi greitis nustatomas matuojant analoginį įtampos signalą dažninio įtampos keitiklio išėjime. Dažninio įtampos keitiklio išėjimo signalo charakteristika pateikta 3.3 paveiksle. Matavimai buvo atliekami skaitmeniniu oscilografu, kurio dažnių juosta nuo 0 iki 1 GHz, o jautris nuo 2 mV/pad iki 10 V/pad. Oscilografas turi 8 bitų analoginį skaitmeninį keitiklį, kuris matuojamą analoginį įtampos signalą verčia skaitmeniniu kodu. Išmatuotų pereinamųjų vyksmų kreivės buvo

saugomos USB išorinėje atmintinėje, kurie vėliau perkeliama į asmeninį kompiuterį galutiniam apdorojimui. Eksperimentinių tyrimų rezultatai buvo apdorojami *Matlab* programiniame pakete.



3.3 pav. Dažninio įtampos keitiklio išėjimo signalo charakteristika

Fig. 3.3. Characteristics of f/U converter output signal

Matavimai buvo atliekami skaitmeniniu oscilografu, kurio dažnių juosta nuo 0 iki 1 GHz, o jautris nuo 2 mV/pad iki 10 V/pad. Oscilografas turi 8 bitų analoginį skaitmeninį keitiklį, kuris matuojamą analoginį įtampos signalą verčia skaitmeniniu kodu. Išmatuotų pereinamųjų vyksmų kreivės buvo saugomos USB išorinėje atmintinėje, kurie vėliau perkeliama į asmeninį kompiuterį galutiniam apdorojimui. Eksperimentinių tyrimų rezultatai buvo apdorojami *Matlab* programiniame pakete.

Variklio greitis apsisukimais per minutę n , bet kuriuo laiko momentu, apskaičiuojamas pagal formulę:

$$n = \frac{60 \cdot f_k}{360}, \quad (3.1)$$

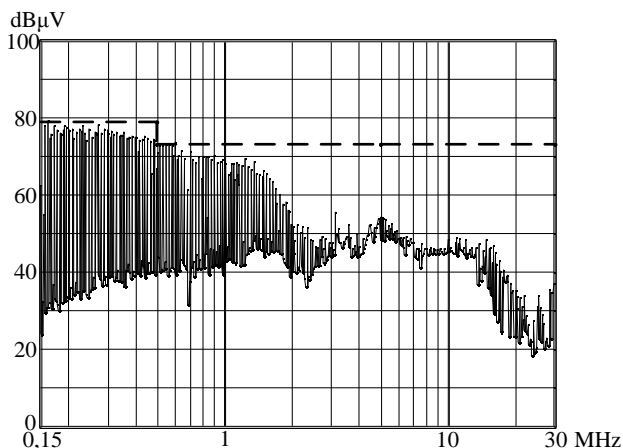
čia f_k – jutiklio išėjimo impulsų dažnis.

3.2. Šešiafazio dažnio keitiklio eksperimentiniai tyrimai

Disertacijos metu buvo atlikta 2 mėnesių stažuotė Vokietijoje, Štralzundo taikomųjų mokslų universitete. Jos metu buvo tobulinamas pradinis šešiafazio dažnio keitiklio maketas bei atliekami eksperimentiniai tyrimai. Šešiafazio dažnio

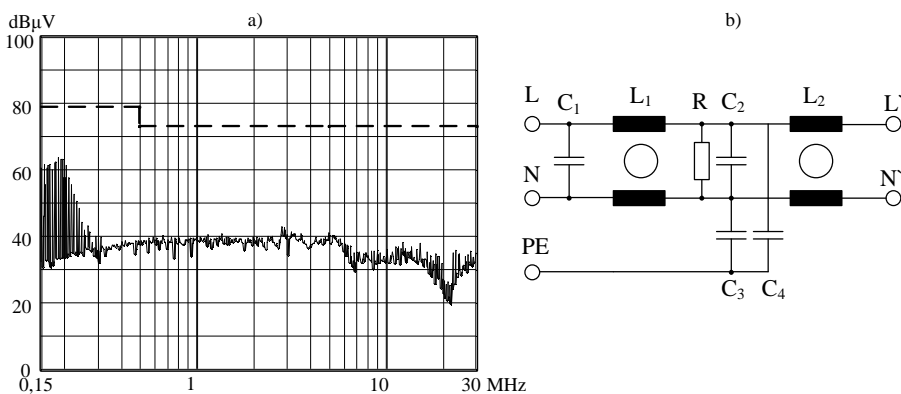
keitiklio maketas buvo ištirtas elektromagnetinio suderinamumo bandymuose, kurie buvo atlikti 2014 m. Bandymų metu buvo tirtas šešiafazio dažnio keitiklio elektromagnetinės spinduliuotės į aplinką ir į maitinimo tinklą lygis.

Pirmasis eksperimentas buvo atliekamas siekiant išmatuoti šešiafazio dažnio keitiklio elektromagnetinę spinduliuotę į maitinimo tinklą, kai dažnio keitiklio maitinimo grandinėje nenaudojami papildomi filtrai. Eksperimento rezultatai pateikiami 3.4 paveiksle.



3.4 pav. Šešiafazio dažnio keitiklio elektromagnetiniai triukšmai, siunčiami atgal į maitinimo tinklą, kai maitinimo grandinėje nenaudojami papildomi filtrai

Fig. 3.4. Conductive EMD of six-phase frequency inverter without additional input filter

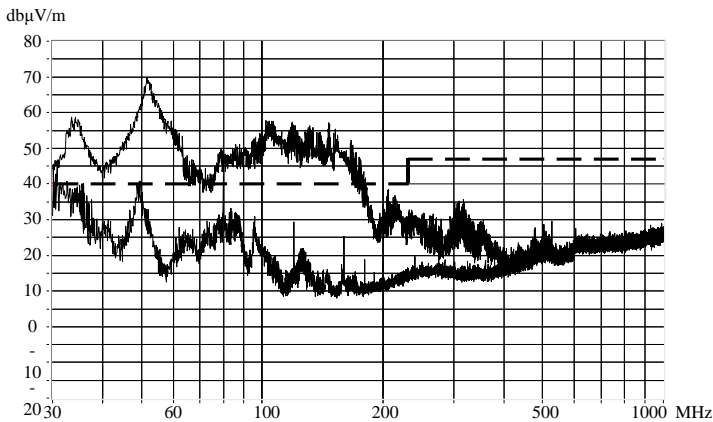


3.5 pav. Šešiafazio dažnio keitiklio elektromagnetiniai triukšmai siunčiami atgal į maitinimo tinklą (a) su papildomu filtru maitinimo grandinėje (b)

Fig. 3.5. Conductive EMD of six-phase frequency inverter (a) with additional input filter (b)

Kaip matyti iš tyrimo rezultatų, suprojektuotas dažnio keitiklis atitinka keliamus elektromagnetinio suderinamumo reikalavimus. Siekiant pagerinti tyrimo rezultatus, į šešiafazio dažnio keitiklio maitinimo grandinę buvo įjungtas papildomas filtras. Šio eksperimento rezultatai pateikiami 3.5 paveiksle.

Kitame elektromagnetinio suderinamumo tyrime buvo matuojamas šešiafazio dažnio keitiklio elektromagnetinės spinduliuotės į aplinką lygis. Atlikto tyrimo rezultatai buvo palyginti su pramoniniu „Siemens MM440“ trifaziu dažnio keitikliu. Šio tyrimo rezultatai pateikiami 3.6 paveiksle.



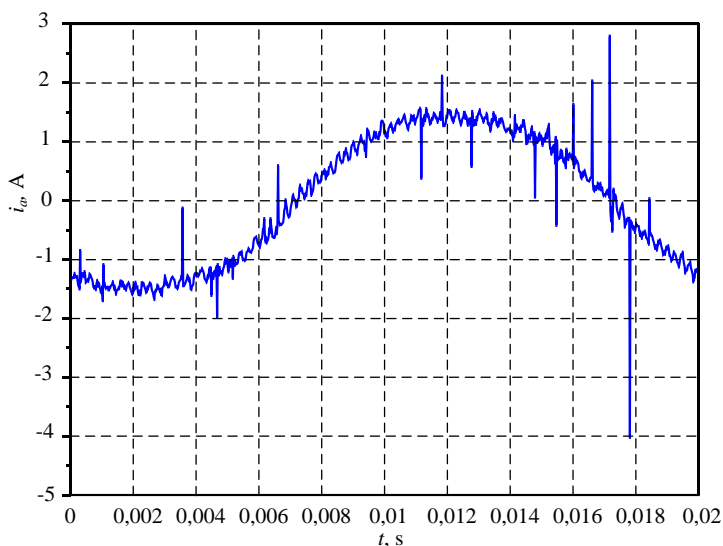
3.6 pav. Šešiafazio dažnio keitiklis (viršutinė linija) ir pramoninio trifazio (apatinė linija) dažnio keitiklių į aplinką spinduliuojami elektromagnetiniai triukšmai

Fig. 3.6. Radiative EMD of six-phase (upper line) and industrial three-phase (lower line) inverter

Remiantis eksperimentinių tyrimų rezultatais galima teigti, kad pramoninis trifazis dažnio keitiklis atitinka elektromagnetinio suderinamumo reikalavimus, o suprojektuotas šešiafazio dažnio keitiklio maketas turėtų būti patobulintas (Pitrėnas et al. 2015b). Toks ryškus skirtumas tarp pramoninio trifazio dažnio keitiklio ir sukurto šešiafazio dažnio keitiklio maketo gali būti dėl daugelio priežasčių, tokių kaip: tirtas šešiafazis dažnio keitiklis neturėjo korpuso, dažnio keitiklio tranzistorių valdymo algoritmas nebuvo optimizuotas norint sumažinti nereikalingas tranzistorių komutavimo operacijas, taip pat tranzistoriai buvo junginėjami tokiu greičiu, koku tik leidžia, konkrečiu atveju naudojami elektronikos komponentai, taip pat asinchroniniam varikliui prijungti prie dažnio keitiklio galima naudoti ekranuotus laidus (Pericom, 1998; Analog Devices, 2009; Richtek, 2016; Linear Technology, 2013). Pagerinus šiuos veiksmus šešiafazio dažnio keitiklio maketo elektromagnetinės spinduliuotės į aplinką lygis galėtų būti sumažintas.

Suprojektuotas šešiafazis dažnio keitiklis buvo ištirtas eksperimentiškai, siekiant įvertinti šešiafazio asinchroninio variklio, maitinamo iš dažnio keitiklio, statoriaus srovių harmoninę sudėtį esant skirtingiems nešlio dažniams. Variklio statoriaus srovės buvo matuojamos naudojant skaitmeninį oscilografą ir šunto varžas. Toliau taikant greitąją Furjė transformaciją, iš išmatuotų statoriaus srovių kreivių buvo apskaičiuotos jų harmoninės sudėtys.

Pirmasis bandymas buvo atliekamas, kai šešiafazis asinchroninis variklis buvo maitinamas iš šešiafazio dažnio keitiklio, kurio nešlio dažnis yra 4,2 kHz, o generuojamos įtamos dažnis 50 Hz. Išmatuota variklio statoriaus A fazės srovė pateikta 3.7 paveiksle, o jos dažnių spektras – 3.8 paveiksle.

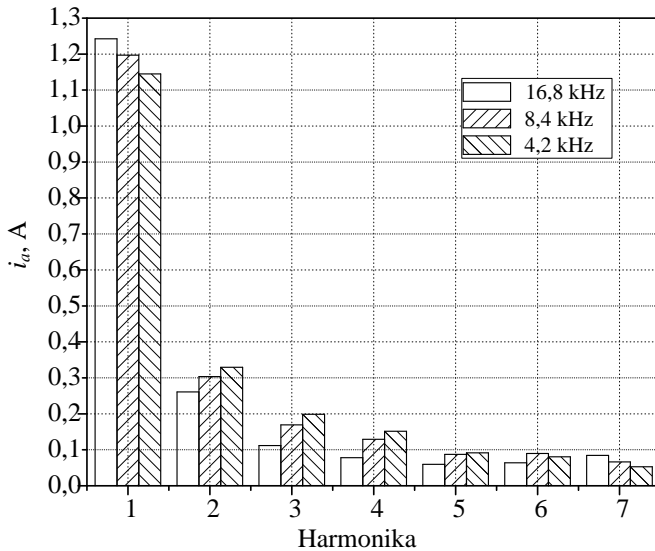


3.7 pav. Statoriaus fazinė srovė, kai $f_c = 4,2$ kHz

Fig. 3.7. Motor current, when $f_c = 4.2$ kHz

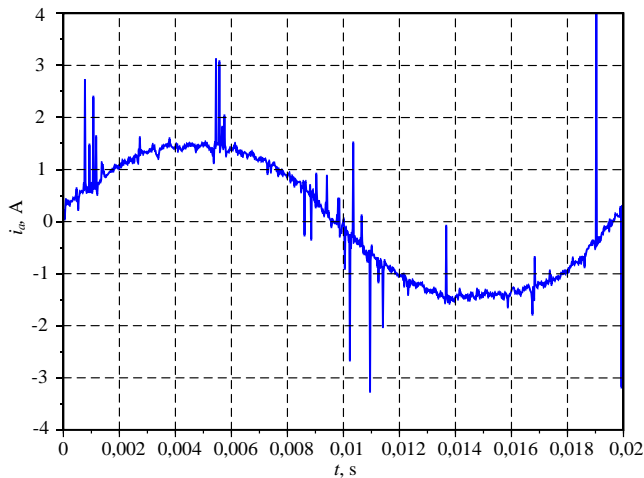
Kaip matyti iš 3.8 paveikslo, asinchroninio variklio statoriaus srovę, kai dažnio keitiklio nešlio dažnis 4,2 kHz, sudaro pirmoji ir trečioji harmonika, kitos aukštesniosios harmonikos yra triukšmo lygio. Šio bandymo metu analizuojant visą dažnių spektrą buvo galima išskirti harmonikas, kurių dažnis sutampa su nešlio dažniu.

Išanalizavus gautus duomenis ir pastebėjus, kad trečioji harmonikos amplitudė siekia 21 % pirmosios harmonikos amplitudės, buvo nuspręsta padidinti dažnio keitiklio nešlio dažnį, siekiant sumažinti trečiąją harmoniką.



3.8 pav. Statoriaus srovių spektrinė sudėtis esant skirtingiems impulsų pločio moduliacijos nešlio dažniams

Fig. 3.8. Spectrums of motor currents, with different pulse width modulation carrier frequencies



3.9 pav. Statoriaus fazinė srovė, kai $f_c = 8,4$ kHz

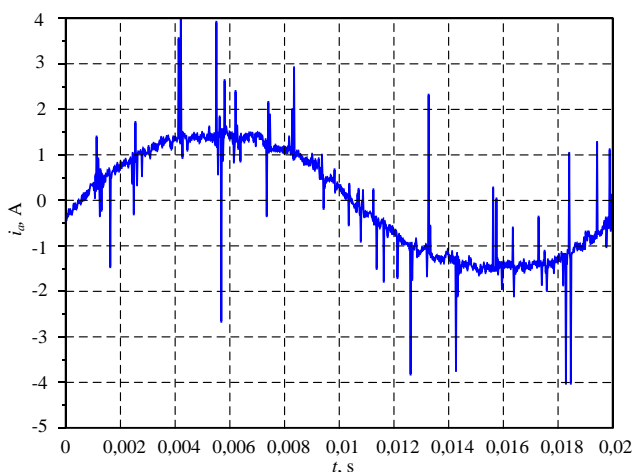
Fig. 3.9. Motor current, when $f_c = 8,4$ kHz

Antras eksperimentas buvo atliekamas, kai šešiafazis asinchroninis variklis buvo maitinamas 50 Hz dažnio įtampa, o dažnio keitiklio nešlio dažnis 8,4 kHz.

Išmatuota variklio statoriaus fazinė srovė pateikta 3.9 paveiksle, o jos harmoninė sudėtis 3.8 paveiksle.

Kaip matyti iš 3.8 paveikslo, šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus fazinės srovės harmoninis spektras, kai dažnio keitiklio nešlio dažnis 8,4 kHz, sudarytas iš pirmosios harmonikos, kurios amplitudė didesnė 4 %, ir trečiosios harmonikos, kurios amplitudė mažesnė 17 %. Šio bandymo metu išskirti harmonikas, kurių dažnis artimas nešlio dažniui, nepavyko. Detalesnei analizei būtinas mažesnio kvantavimo periodo matavimo prietaisas.

Remiantis gautais rezultatais galima teigti, kad šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus fazinių srovių trečioji harmonika sumažėjo, kai dažnio keitiklio nešlio dažnis buvo padidintas nuo 4,2 kHz iki 8,4 kHz. Dėl šios priežasties eksperimentas buvo pakartotas padidinus šešiafazio dažnio keitiklio nešlio dažnį iki 16,8 kHz. Išmatuota šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus srovės kreivė pateikta 3.10 paveiksle, o srovės harmoninė sudėtis – 3.8 paveiksle.



3.10 pav. Statoriaus fazinė srovė, kai $f_c = 16,8$ kHz

Fig. 3.10. Motor current, when $f_c = 16.8$ kHz

Kaip matyti iš 3.8 paveikslo, šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus fazinės srovės harmoninis spektras, kai dažnio keitiklio nešlio dažnis 16,8 kHz, sudarytas iš pirmosios harmonikos, kurios amplitudė didesnė 3 % ir trečiosios harmonikos, kurios amplitudė mažesnė 26 % (Pitrėnas *et al.* 2015b).

Apibendrinant rezultatus galima teigti, kad, pakėlus sukurto dažnio keitiklio nešlio dažnį nuo 4,2 kHz iki 16,8 kHz, pirmosios harmonikos amplitudė išauga 8 %, o trečiosios harmonikos amplitudė sumažėja 43 %.

3.3. Eksperimentiniai šešiafazės dažninės pavaros tyrimai

Norint ištirti šešiafazio dažnio keitiklio valdymo algoritmo atitiktį, buvo siekiama gauti šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus srauto trajektoriją ir įsitikinti, kad ji yra apskritimas visame dažnio keitiklio darbo diapazone.

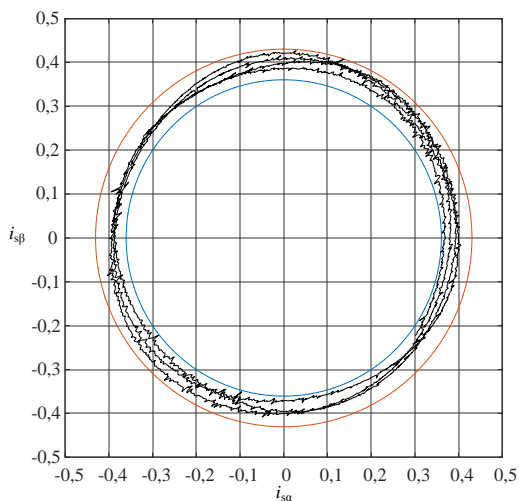
Išmatuoti statoriaus kuriamą magnetinį srautą yra sudėtinga, todėl matavimo prasme tikslingiau stebėti srovės trajektoriją $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje. Siekiant atlikti numatytą eksperimentą buvo matuojamos šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus fazinės srovės, kai variklis maitinamas trimis skirtingais 50 Hz, 30 Hz ir 10 Hz maitinimo įtampos dažniais. Vėliau išmatuotos variklio statoriaus fazinės srovės taikant programinį paketą Matlab buvo perskaičiuotos į dvi srovių dedamąsias i_{sa} ir $i_{s\beta}$ pagal 3.2 ir 3.3 išraiškas:

$$i_{sa} = \sqrt{\frac{1}{3}} \left(\sin(0\pi/6) \cdot i_{sA} + \sin(2\pi/6) \cdot i_{sB} + \sin(4\pi/6) \cdot i_{sC} + \sin(6\pi/6) \cdot i_{sD} + \sin(8\pi/6) \cdot i_{sE} + \sin(10\pi/6) \cdot i_{sF} \right); \quad (3.2)$$

$$i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{3}} \left(\cos(0\pi/6) \cdot i_{sA} + \cos(2\pi/6) \cdot i_{sB} + \cos(4\pi/6) \cdot i_{sC} + \cos(6\pi/6) \cdot i_{sD} + \cos(8\pi/6) \cdot i_{sE} + \cos(10\pi/6) \cdot i_{sF} \right). \quad (3.3)$$

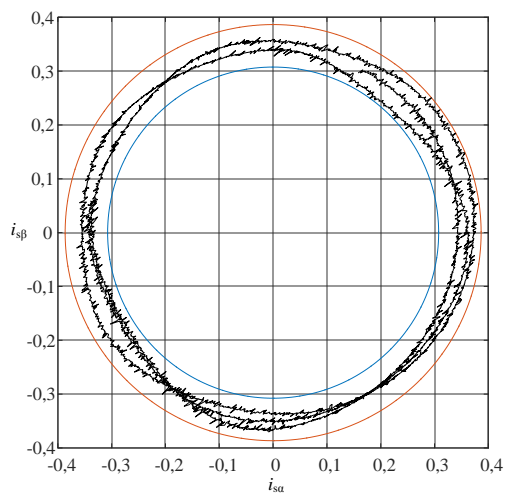
Pagal pirmiau pateiktas išraiškas apskaičiuotos d ir q srovių dedamosios buvo nubraižytos $\alpha\beta$ sistemoje. Gauti grafikai pateikti 3.11 ir 3.12 paveiksluose.

Kaip matyti iš eksperimentinių tyrimų rezultatų, šešiafazio asinchroninio variklio statoriaus srovių dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje sudaro apskritiminę trajektoriją nepriklausomai nuo įtampos, kurią formuoja šešiafazis dažnio keitiklis, dažnio. Taip pat matyti, kad mažėjant šešiafazio variklio maitinimo įtampos dažniui srovių trajektorijos apskritimo skersmuo mažėja. Tai paaiškina, kad dažnio keitiklis, mažinant formuojamos išėjimo įtampos dažnį, atitinkamai mažina ir formuojamos įtampos amplitudę, ką užtikrina dažnio keitiklyje įgyvendintas skaliarinio valdymo algoritmas.



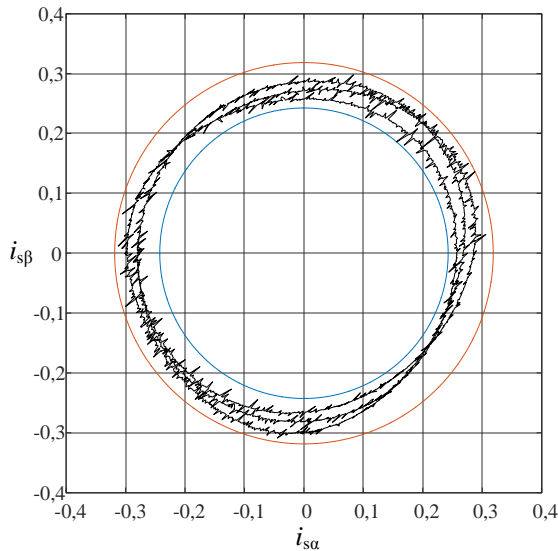
3.11 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai variklis maitinamas įtampa, kurios dažnis – 50 Hz

Fig. 3.11. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane when the frequency of motor voltage is 50 Hz



3.12 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai variklis maitinamas įtampa, kurios dažnis – 30 Hz

Fig. 3.12. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane when the frequency of motor voltage is 30 Hz



3.13 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai variklis maitinamas įtampa, kurios dažnis – 10 Hz

Fig. 3.13. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane when the frequency of motor voltage is 10 Hz

Atliekant šešiafazės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų eksperimentinius tyrimus buvo matuojama viena statoriaus fazinė srovė i_{sA} , variklio sukimo momentas M_{em} bei variklio sukimosi greitis ω . Dažninė pvara tirta trimis skirtingais darbo režimais:

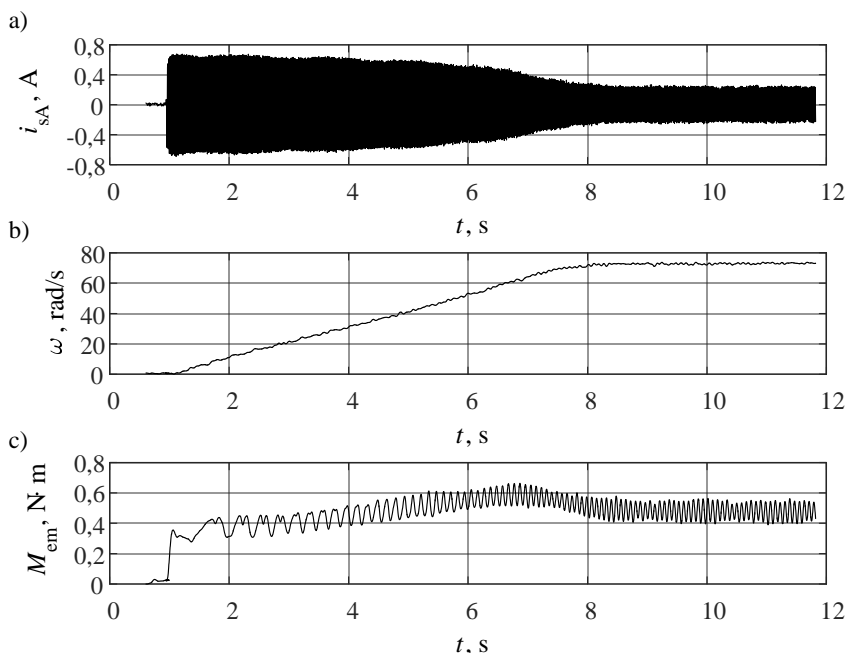
1. Kai maitinimui naudojamas šešiafazis transformatorius, kurio išėjimo įtampos dažnis 50 Hz.
2. Kai maitinimui naudojamas šešiafazis dažnio keitiklis, kurio išėjimo įtampos dažnis 50 Hz, 30 Hz ir 10 Hz.
3. Kai pvara maitinama iš dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis 50 Hz yra apkraunama tokiais apkrovos momentais, kad jos sukimosi greitis taptų lygus 85 %, 70 % ir 55 % nuo tuščiosios veikos sukimosi greičio.

Šešiafazės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės pateiktos 3.14–3.20 paveiksluose.

Verta paminėti, kad šešiafazės asinchroninės pavaros sukimo momentas turi pulsacijas, kurių dažnis sutampa su šešiafazio asinchroninio variklio sukimosi greičiu. Tai paaiškinama tuo, kad, gaminant bandymų stendą, šešiafazio asinchroninio variklio sukimo momento jutiklio ir apkrovos generatoriaus ašys buvo išcentruotos netobulai ir turi nedideles mechanines vibracijas, kurios išmatuoja-

mos su stende naudojamu sukimo momento jutikliu. Sukimo momento pulsacijos siekia $0,2 \text{ N}\cdot\text{m}$ ir pasireiškia visuose atliktuose eksperimentiniuose tyrimuose.

Šešiafazės asinchroninės pavaros, kuri maitinama iš šešiafazio transformatoriaus pereinamųjų vyksmų kreivės pateiktos 3.14 paveiksle.



3.14 pav. Šešiafazės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pavara maitinama iš šešiafazio transformatoriaus: a) statoriaus srovė, b) rotoriaus sukimosi greitis, c) sukimo momentas

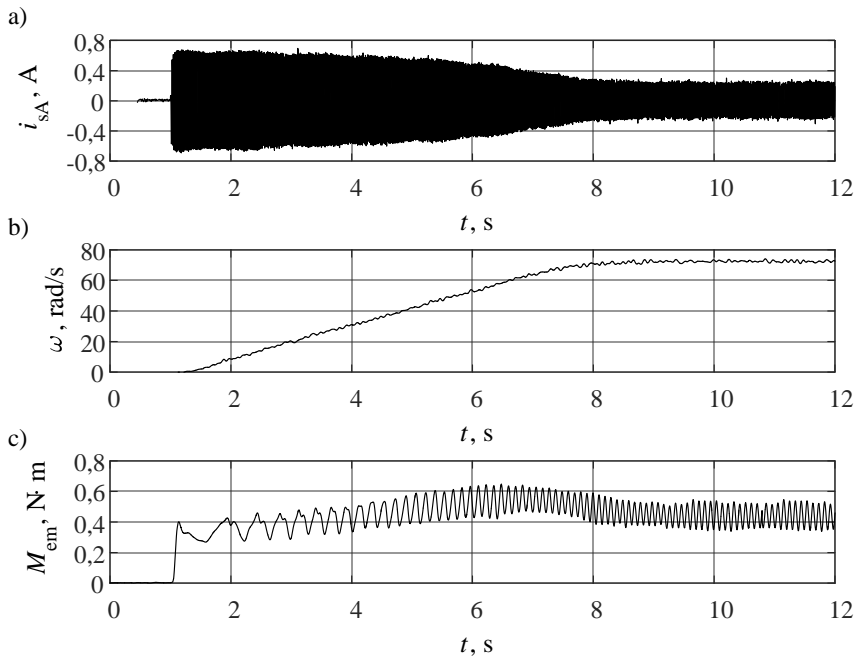
Fig. 3.14. Transient processes of six-phase induction drive when the drive is powered from six-phase transformer: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Kaip matyti iš 3.14 paveikslo, šešiafazės asinchroninės pavaros, kuri maitinama iš šešiafazio transformatoriaus, pereinamieji vyksmai nusistovi per 7 sekundes. Šešiafazio asinchroninio variklio fazinė srovė paleidimo momentu šokteli nuo 0 iki $0,7 \text{ A}$, o, pasibaigus pereinamiesiems vyksmams, nusistovi ties $0,25 \text{ A}$, sukimosi greitis nusistovi ties 73 rad/s , o sukimo momentas – ties $0,43 \text{ N}\cdot\text{m}$.

Maitinant šešiafazę asinchroninę pavarą iš šešiafazio transformatoriaus paleidimo metu pavaros variklis iš karto maitinamas maksimalios amplitudės ir dažnio įtampa, tai yra šešiafazė pavara neturi lengvo paleidimo, kuris būdingas

pavaroms, maitinamoms iš dažnio keitiklių. Tam, kad būtų galima lyginti šešiafazės asinchroninės pavaros, maitinamos iš šešiafazio transformatoriaus ir šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, eksperimentinių tyrimų rezultatus, dažnio keitiklio išėjime nebuvo formuojamas lengvas pavaros paleidimo procesas, nors jis yra įgyvendintas sukurtame dažnio keitiklyje.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pavara maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis 50 Hz, pateiktos 3.15 paveiksle.



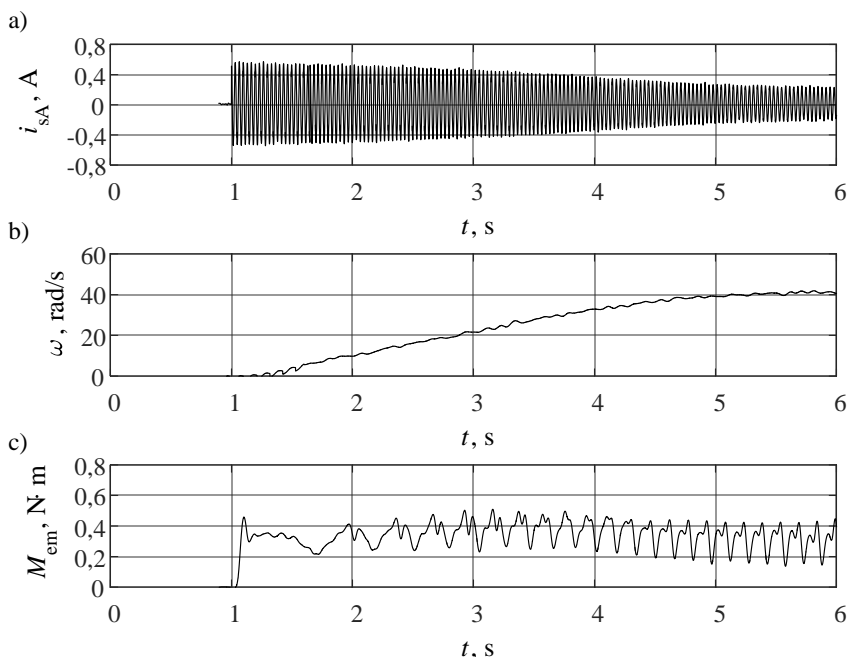
3.15 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai maitinimo įtampos dažnis – 50 Hz: a) statoriaus srovė, b) rotorius sukimosi greitis, c) sukimo momentas

Fig. 3.15. Transient processes of six-phase frequency drive, when the frequency of supply voltage is 50 Hz: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Kaip matyti iš 3.15 paveikslo, paleidimo metu šešiafazės dažninės pavaros, kurios maitinimo dažnis yra 50 Hz, pereinamieji vyksmai nusistovi per 7 sekundes. Šešiafazio asinchroninio variklio fazinė srovė paleidimo momentu kyla nuo 0 iki 0,7 A, o, pasibaigus pereinamiesiems vyksmams, nusistovi ties 0,25 A, sukimosi greitis nusistovi ties 73 rad/s, o sukimo momentas – ties 0,42 N·m.

Išanalizavus pirmuosius eksperimentinių tyrimų rezultatus galima teigti, kad gauti šešiafazės asinchroninės pavaros, kuri maitinama iš šešiafazio transformatoriaus pereinamųjų vyksmų kreivės, jų trukmė, pasiekiamos didžiausios vertės ir laikai sutampa su pereinamaisiais vyksmais, kurie gauti tiriant šešiafazę asinchroninę dažninio valdymo pavarą, kurios maitinimo dažnis 50 Hz.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pava maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis 30 Hz, pateiktos 3.16 paveiksle.

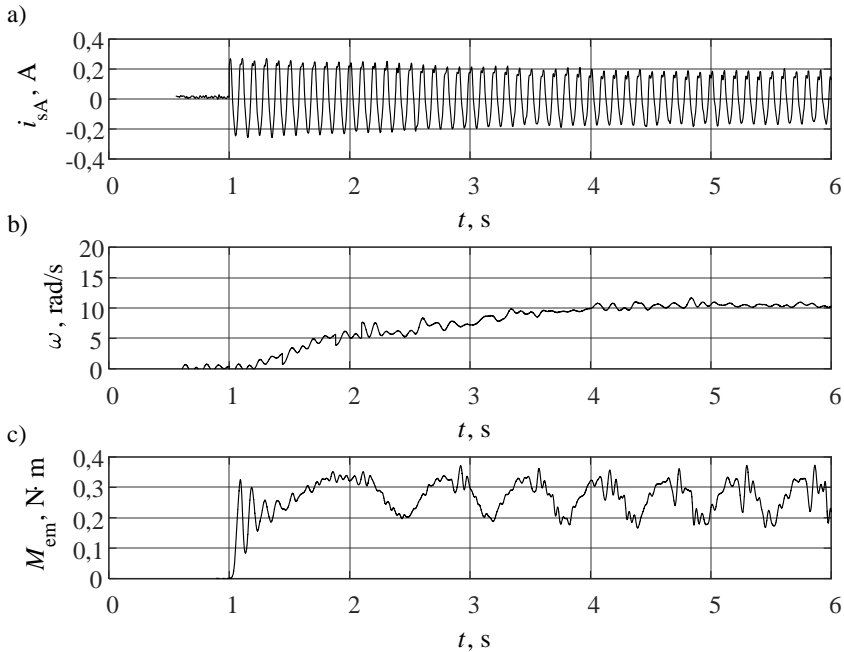


3.16 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai maitinimo įtampos dažnis – 30 Hz: a) statoriaus srovė, b) rotorius sukimosi greitis, c) sukimo momentas

Fig. 3.16. Transient processes of six-phase frequency drive, when the frequency of supply voltage is 30 Hz: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Kaip matyti iš 3.16 paveikslo, paleidimo metu šešiafazės dažninės pavaros, kurios maitinimo dažnis yra 30 Hz, pereinamieji vyksmai nusistovi per 4 sekundes. Šešiafazio asinchroninio variklio fazinė srovė paleidimo momentu kyla nuo 0 iki 0,7 A, o pasibaigus pereinamiesiems vyksmams nusistovi ties 0,25 A, sukimosi greitis nusistovi ties 41 rad/s, o sukamo momentas – ties 0,3 N·m.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pavara maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis 10 Hz, pateiktos 3.17 paveiksle.



3.17 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai maitinimo įtampos dažnis – 10 Hz: a) statoriaus srovė, b) rotoriaus sukimosi greitis, c) sukimo momentas

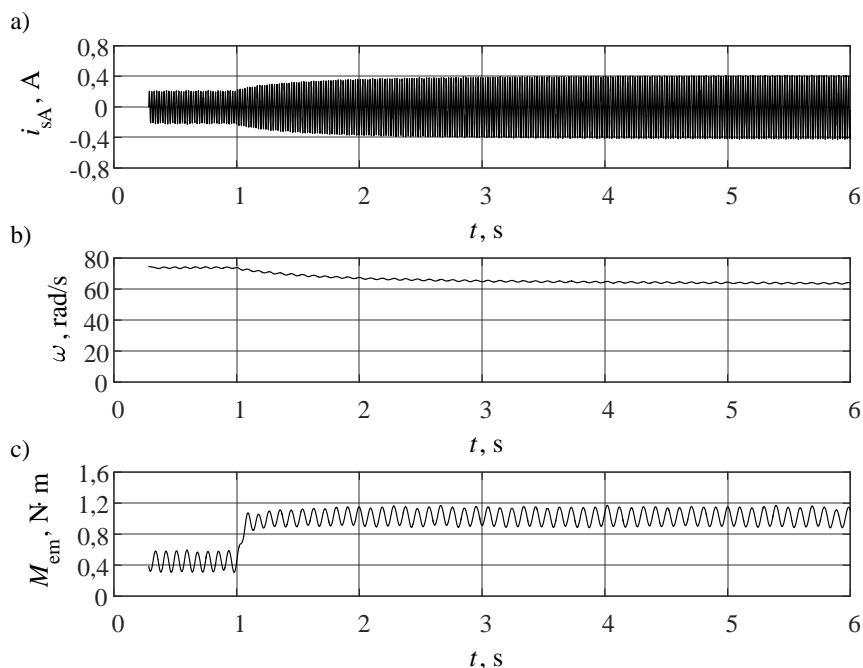
Fig. 3.17. Transient processes of six-phase frequency drive, when the frequency of supply voltage is 10 Hz: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Kaip matyti iš 3.17 paveikslo, paleidimo metu šešiafazės dažninės pavaros, kurios maitinimo dažnis yra 10 Hz, pereinamieji vyksmai nusistovi per 2,5 sekundės. Šešiafazio asinchroninio variklio fazinė srovė paleidimo momentu kyla nuo 0 iki 0,25 A, o pasibaigus pereinamiesiems vyksmams nusistovi ties 0,2 A, sukimosi greitis nusistovi ties 12 rad/s, o sukamo momentas – ties 0,25 N·m.

Apibendrinant gautus šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų tyrimo rezultatus galima teigti, kad sukurtas šešiafazis dažnio keitiklis geba keisti šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros sukimosi greitį nuo 0 rad/s iki 73 rad/s, taip užtikrinant platų sukimosi greičio reguliavimo diapazoną.

Toliau šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų eksperimentiniai tyrimai buvo vykdomi, kai pavara buvo apkraunama įvairiais statiniais apkrovos momentais. Eksperimentų metu pavara buvo maitinama iš dažnio keitiklio, kurio formuojamų išėjimo įtampų dažnis 50 Hz ir apkraunama tokiais apkrovos momentais, kad jos sukimosi greitis taptų lygus 85 %, 70 % ir 55 % nuo tuščiosios veikos sukimosi greičio.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pavara maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, o variklis apkraunamas iki 85 % tuščiosios veikos greičio pateiktos 3.18 paveiksle.



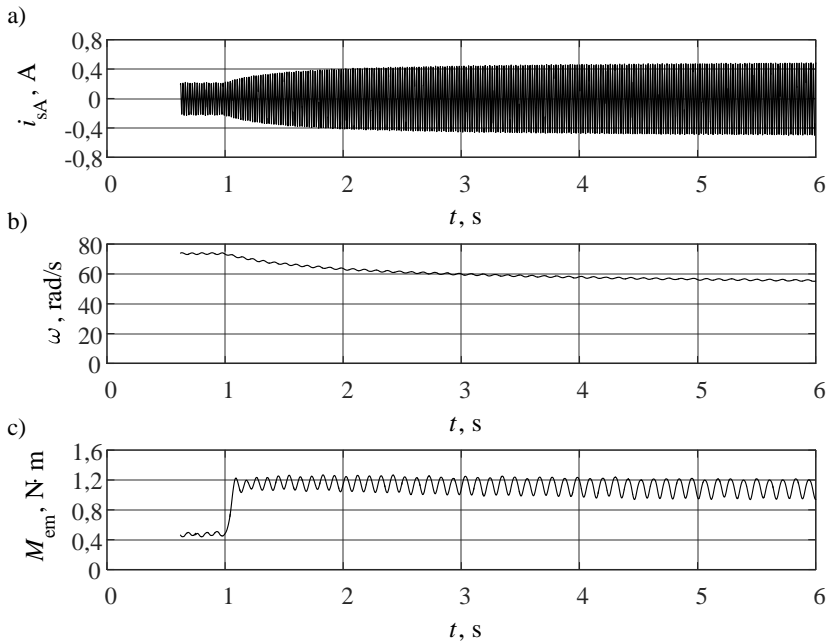
3.18 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai maitinimo įtampos dažnis 50 Hz, o variklis apkraunamas iki 85 % tuščiosios veikos greičio: a) statoriaus srovė, b) rotoriaus sukimosi greitis, c) sukimo momentas

Fig. 3.18. Transient processes of six-phase frequency drive when the supply voltage frequency is 50 Hz and the engine is loaded to 85 % no-load speed: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Iš 3.18 paveikslo matyti, kad, apkrovus šešiafazę asinchroninę dažninę pavara tokiu apkrovos momentu, kad jos sukimosi greitis taptų lygus 85 % tuščiosios veikos greičiui, pavaros pereinamieji vyksmai trunka 1,5 s. Pavaros sukimo

momentas išauga nuo 0,42 N·m iki 1 N·m, statoriaus srovės – nuo 0,25 A iki 0,4 A, o sukimosi greitis sumažėja nuo 73 rad/s iki 63 rad/s.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pavara maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis 50 Hz, o variklis apkraunamas iki 70 % tuščiosios veikos greičio pateiktos 3.19 paveiksle.



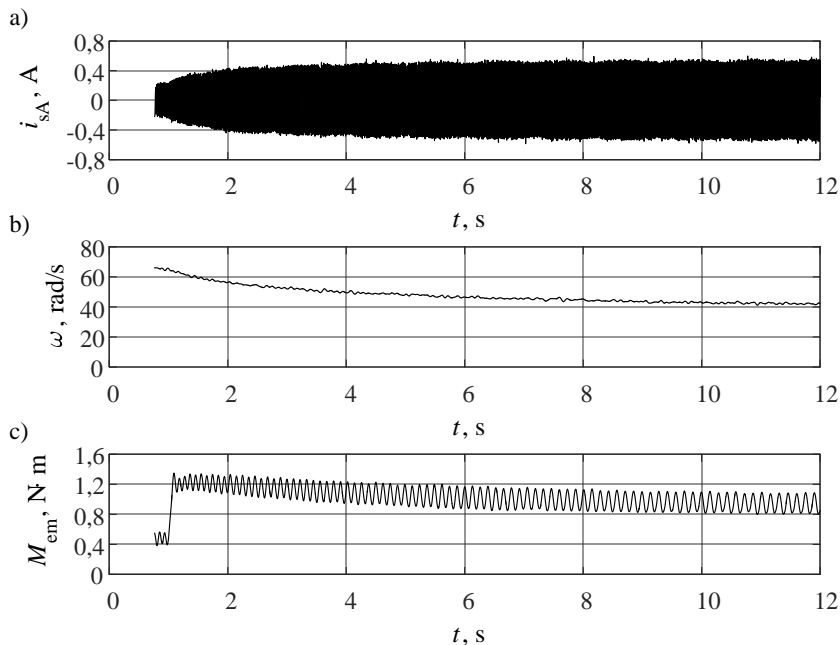
3.19 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai maitinimo įtampos dažnis 50 Hz, o variklis apkraunamas iki 70 % tuščiosios veikos greičio: a) statoriaus srovė, b) rotoriaus sukimosi greitis, c) sukimo momentas

Fig. 3.19. Transient processes of six-phase frequency drive when the supply voltage frequency is 50 Hz and the engine is loaded to 70 % no-load speed: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Iš 3.19 paveikslo. matyti, kad apkrovus šešiafazę asinchroninę dažninę pavara tokiu apkrovos momentu, kad jos sukimosi greitis taptų lygus 70 % tuščiosios veikos greičiui, pavaros pereinamieji vyksmai trunka 2,5 s. Pavaros sukimo momentas apkrovos metu išauga nuo 0,42 N·m iki 1,2 N·m, o nusistovi ties 1 N·m. Statoriaus srovės išauga nuo 0,25 A iki 0,48 A, o sukimosi greitis sumažėja nuo 73 rad/s iki 55 rad/s.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai pavara maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis

50 Hz, o variklis apkraunamas iki 70 % tuščiosios veikos greičio pateiktos 3.19 paveiksle.



3.20 pav. Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros pereinamųjų vyksmų kreivės, kai maitinimo įtampos dažnis 50 Hz, o variklis apkraunamas iki 55 % tuščiosios veikos greičio: a) statoriaus srovė, b) rotoriaus sukimosi greitis, c) sukimo momentas

Fig. 3.20. Transient processes of six-phase frequency drive when the supply voltage frequency is 50 Hz and the engine is loaded to 55 % no-load speed: a) stator current, b) rotor speed, c) torque

Kaip matyti iš 3.20 paveikslo, apkrovus šešiafazę asinchroninę dažninę pavarą tokiu apkrovos momentu, kad jos sukimosi greitis taptų lygus 55 % tuščiosios veikos greičiui, pavaros pereinamieji vyksmai trunka 7 s. Pavaros statoriaus srovė apkrovos metu išauga nuo 0,25 A iki 0,58 A. Pavaros sukimo momentas išauga nuo 0,42 N·m iki 1,2 N·m, o pasibaigus pereinamiesiems vyksmams nusistovi ties 0,95 N·m. Sukimosi greitis sumažėja nuo 73 rad/s iki 42 rad/s.

3.3. Daugiafazės pavaros poavarinio režimo tyrimas

Vienas iš pagrindinių daugiafazių pavarų privalumų yra tas, jog šios pavaros geba dirbti esant gedimui, t. y. nutrūkus vienai ar daugiau iš statoriaus fazių. Įprastos trifazės pavaros tokia savybė nepasižymi, nutrūkus vienai fazei, trifazė pavara nebekuria paleidimo momento, o jos galia sumažėja trečdaliu. Statoriuje kuriamas magnetinis srautas virsta iš apskritiminio į elipsinį, o tai paskatina ir didesnės sukamojo momento pulsacijas. Šiame poskyryje aptariami daugiafazės pavaros tyrimų rezultatai, kai pavara buvo maitinama iš šešiafazio dažnio keitiklio, atjungus vieną iš statoriaus fazinių apvijų. Tyrimo metu buvo matuojamos šešiafazio variklio fazinės statoriaus srovės, vėliau, siekiant įvertinti poavarinio režimo įtaką šešiafazei asinchroninei pavarai, taip pat buvo skaičiuojama išmatuotų srovių $\alpha\beta$ dedamosios ir braižomos jų trajektorijos $\alpha\beta$ koordinatų sistemoje. Taip buvo siekiama išaiškinti, kokią įtaką variklio statoriuje kuriamam magnetiniam srautui (priimama prielaida, kad srovės vektoriaus trajektorija sutampa su statoriuje kuriamo magnetinio srauto vektoriaus trajektorija) turi poavarinis režimas, kai šešiafasis variklis maitinamas tik iš penkių fazių tinklo (Pitrėnas et al. 2017).

Eksperimentinių tyrimų metu, siekiant įvertinti srovės vektoriaus trajektorijos elipsiškumą, buvo skaičiuojamas elipsės plokštumo rodiklis (angl. *flattening factor, ellipticity*). Taip pat buvo skaičiuotos srovių efektinės vertės, jų vidurkiai ir dispersija. Elipsės plokštumo rodiklis apskaičiuojamas pagal (3.4):

$$g = 1 - \frac{b}{a}, \quad (3.4)$$

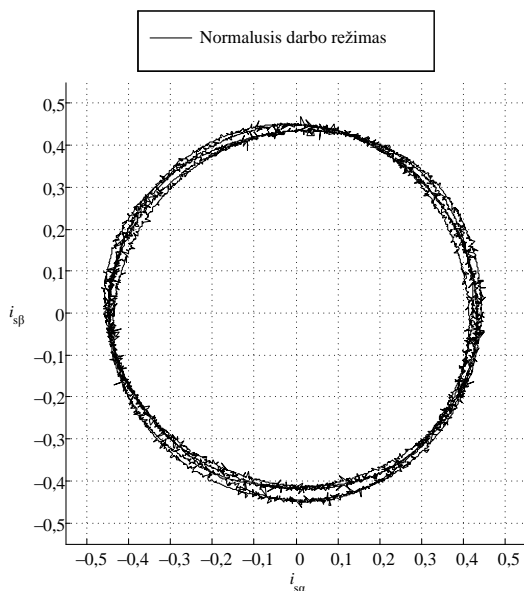
čia a – elipsės ilgoji ašis, b – elipsės trumpoji ašis.

Šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros statoriaus fazinių srovių dispersija apskaičiuojama pagal (3.5):

$$D(x) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2, \quad (3.5)$$

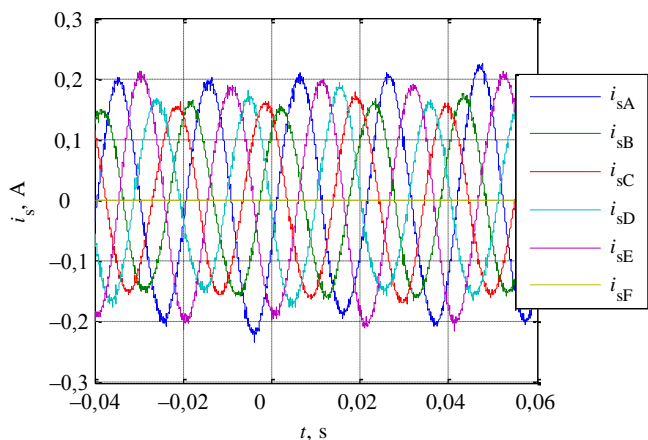
čia n – statoriaus fazinių srovių skaičius, \bar{x} – statoriaus fazinių srovių efektyvių verčių aritmetinis vidurkis, x_i – statoriaus i -tosios srovės efektyvė vertė.

Pirmas bandymas buvo atliekamas, kai variklis veikia normaliuoju režimu, maitinamas iš šešiafazio tinklo, kurio fazės perstumtos viena kitos atžvilgiu per 60 el. laipsnių. Laužtiniuose skliausteliuose nurodomi fazių A, B, C, D, E ir F faziniai kampai [0, 60, 120, 180, 240, 300]. Šio bandymo rezultatai pateikti 3.21 paveiksle.



3.21 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai pavara dirba normaliuoju režimu

Fig. 3.21. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane, when the drive is working in normal conditions

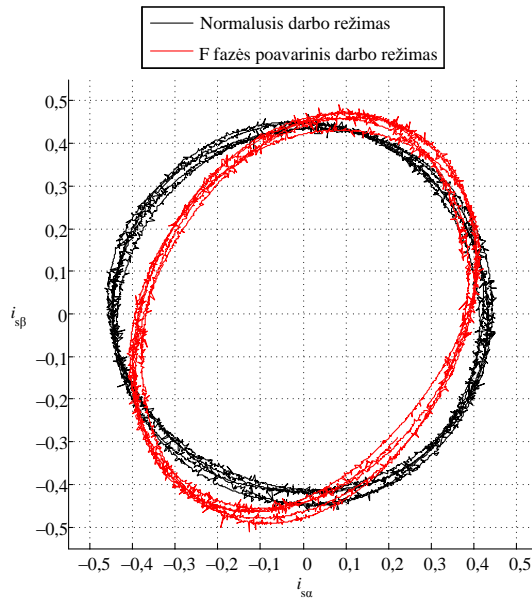


3.22 pav. Statoriaus fazinės srovės, kai atjungta F fazės apvija

Fig. 3.22. Stator phase currents, when the winding of F phase is disconnected

Šešiafaziai pavarai dirbant normaliuoju režimu, t. y. kai variklis maitinamas iš 6 fazių tinklo, jo statoriaus fazinių srovių amplitudės yra lygios ir siekia 0,15 A. Kaip matyti iš 3.21 paveikslo, šešiafazio variklio statoriaus srovės vektoriaus trajektorija $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje yra apskritimas, o tai leidžia daryti prielaidas, kad variklio sukimo momento pulsacijos mažos.

Toliau buvo atjungta viena statoriaus fazė (F) ir eksperimentas pakartotas, dažnio keitiklio formuojamų įtampų faziniai kampai – [0, 60, 120, 180, 240, –] . Gauti rezultatai pateikti 3.22 ir 3.23 paveiksluose.



3.23 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai pavara dirba normaliuoju ir vienos fazės poavariniu režimu

Fig. 3.23. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane, when the drive is working in one phase post-fault conditions

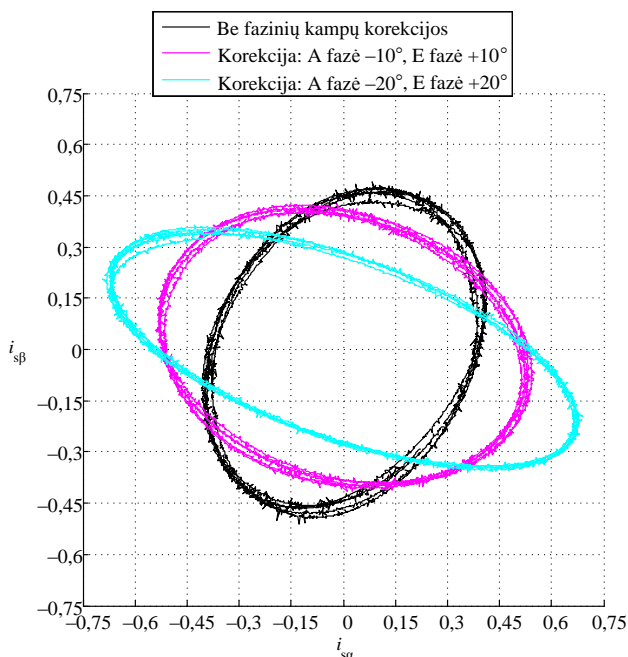
Kaip matyti iš 3.22 paveikslo, atjungus vieną statoriaus fazę, gretimose fazėse srovės išauga 34 ir 40 %, iki 0,21 A, o tolimesnėse fazėse srovių amplitudės nekinta. Kaip matyti iš 3.23 paveikslo, atjungus vieną statoriaus fazę, taip pat išsikreipia srovės vektoriaus trajektorija $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje ir ji tampa elipse.

Gavus šiuos tyrimų rezultatus buvo nuspręsta sudaryti šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros poavarinio režimo kompensavimo algoritmą.

Perdarius šešiafazio dažnio keitiklio valdymo programą ir įgalinus dažnio keitiklį greitai koreguoti generuojamos įtamos fazinius kampus, buvo siekiama kompensuoti srovės vektoriaus trajektorijos $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje formą,

bandant ją atstatyti į apskritiminę. Tam buvo keičiami dviejų gretimų (atjungta-jai fazei) fazių kampai, nekeičiant fazinių įtampų amplitudžių.

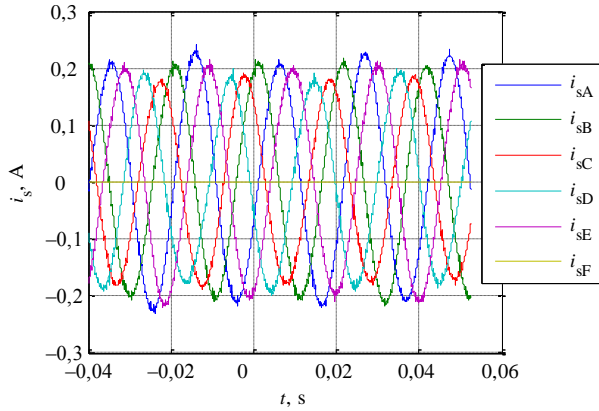
Kiti du bandymas buvo atliktas su koreguotais faziniais kampais $[-10, 60, 120, 180, 250, -]$ ir $[-20, 60, 120, 180, 260, -]$, bandymų rezultatai pateikti 3.24 paveiksle.



3.24 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai pavara dirba normaliuoju ir vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

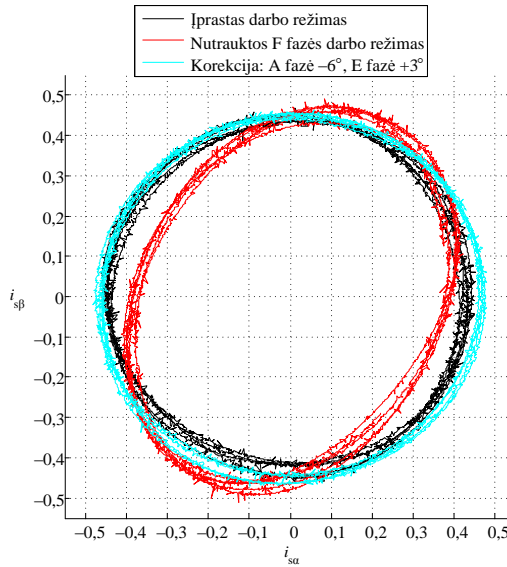
Fig. 3.24. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane, when the drive is working in normal and post-fault compensation conditions

Kompensuojant vienos fazės gedimą, kai faziniai kampai $[-10, 60, 120, 180, 250, -]$, pastebėta, kad B fazės srovė sumažėja, o D fazės srovė išauga iki 0,225 A, o kitų fazių srovės padidėja iki 0,175 A. Srovės vektoriaus trajektorija tampa dar labiau elipsinė. Kadangi buvo pastebėtas teigiamas poveikis vienoje iš statoriaus fazinių srovių, eksperimentas buvo tęsiamas esant tokiems faziniams kampams $[-20, 60, 120, 180, 260, -]$.



3.25 pav. Statoriaus srovės, kai pavara dirba vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

Fig. 3.25. Stator phase currents, when the drive is working in and post-fault compensation conditions



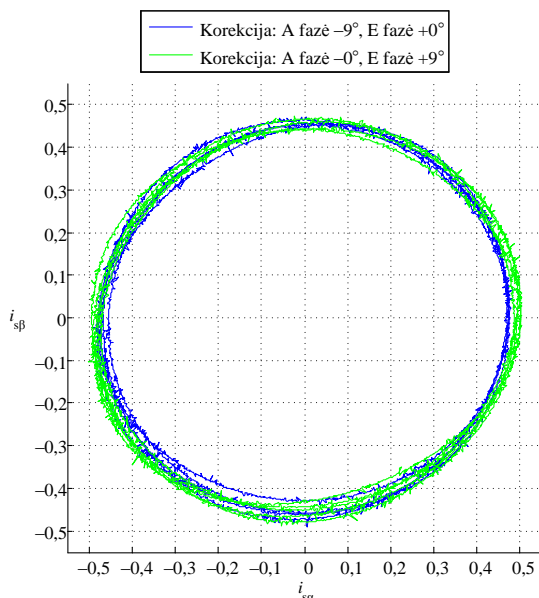
3.26 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinatinių sistemoje, kai pavara dirba normaliuoju ir vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

Fig. 3.26. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane, when the drive is working in normal and post-fault compensation conditions

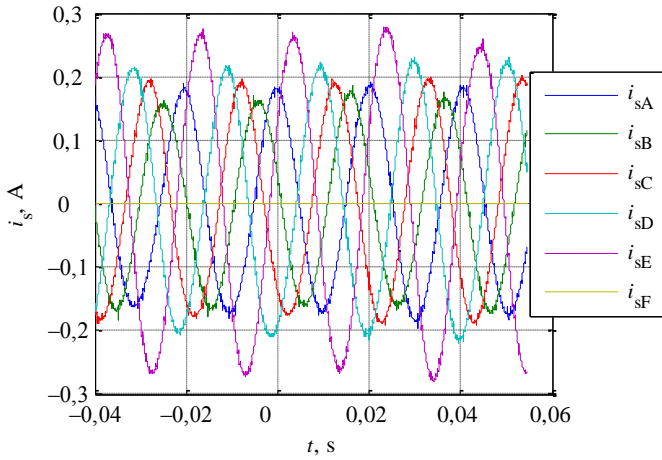
Atlikus tyrimą galima teigti, kad, naudojant šiuos maitinimo įtampų fazinius kampus, B fazės srovė padidėja iki 0,3 A, A fazės srovė iki 0,25 A, o kitų fazių srovės padidėja iki 0,2 A. Srovės vektoriaus trajektorija tampa dar labiau iškreipta. Toliau eksperimentas buvo kartojamas esant tokiems faziniams kampams $[-6, 60, 120, 180, 243, -]$, eksperimento rezultatai pateikiami 3.25 ir 3.26 paveiksluose.

Kaip matyti iš pateiktų tyrimo rezultatų, mažesnis fazinių kampų koregavimas duoda geresnius rezultatus kompensuojant tiek statoriaus fazinių srovių amplitudes, tiek srovės vektoriaus trajektorijos $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje formą. Statoriaus efektyvių srovių vidurkis yra $0,142 \text{ A} \pm 9 \%$, o srovės vektoriaus elipsiškumas – 0,051. Šio tyrimo metu gauti statoriaus srovės vektoriaus trajektorijos kompensavimo rezultatai yra priimtini, tačiau srovių amplitudės nebuvo korektiškai kompensuotos.

Tęsiant šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros poavarinio režimo kompensavimo tyrimus, buvo bandomi tokie dažnio keitiklio generuojamų įtampų faziniai kampai: $[-9, 60, 120, 180, 240, -]$ ir $[0, 60, 120, 180, 249, -]$. Šių tyrimų rezultatai pateikiami 3.27–3.29 paveiksluose.

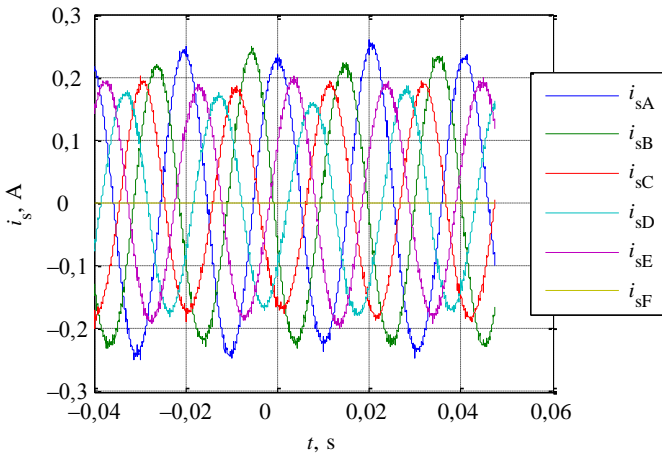


3.27 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai pavara dirba vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis
Fig. 3.27. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane, when the drive is working in post-fault compensation conditions



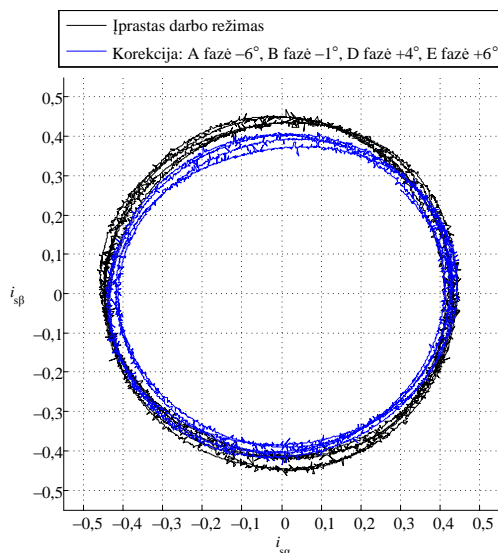
3.28 pav. Statoriaus srovės, kai pavara dirba vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

Fig. 3.28. Stator phase currents, when the drive is working in and post-fault compensation conditions



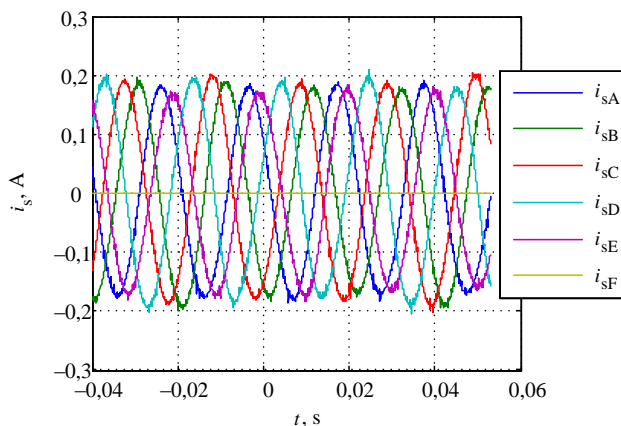
3.29 pav. Statoriaus srovės, kai pavara dirba vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

Fig. 3.29. Stator phase currents when, the drive is working in and post-fault compensation conditions



3.30 pav. Statoriaus srovių $\alpha\beta$ dedamosios $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, kai pavara dirba normaliuoju ir vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

Fig. 3.30. The $\alpha\beta$ components of stator currents in the $\alpha\beta$ coordinate plane, when the drive is working in normal and post-fault compensation conditions



3.31 pav. Statoriaus fazinės srovės, kai pavara dirba vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo sąlygomis

Fig. 3.31. Stator phase currents, when the drive is working in and fault compensation conditions

Iš 3.27 paveikslo matyti, kad, naudojant skirtingus fazinius postūmio kampus ($[-9, 60, 120, 180, 240, -]$ ir $[0, 60, 120, 180, 249, -]$), statoriaus srovės vektoriaus trajektorijos $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje sutampa ir yra koreguojamos vienodai, tačiau statoriaus fazinės srovės atrodo skirtingai (3.28 ir 3.29 pav.). Išanalizavus gautus tyrimų rezultatus galima daryti išvadą, kad egzistuoja du šešiafazės dažninės pavaros, vienos fazės poavarinio režimo kompensavimo tikslai. Pirmas tikslas – kompensuoti statoriaus srovės vektoriaus trajektoriją $\alpha\beta$ koordinačių sistemoje, taip kompensuojant išaugusias šešiafazės pavaros sukimo momento pulsacijas. Antras tikslas – suvienodinti šešiafazės dažninės pavaros statoriaus srovių amplitudes, taip sumažinant nekompensuoto poavarinio režimo metu išaugusias kitas fazines sroves.

Siekiant kompensuoti statoriaus fazinių srovių amplitudes, eksperimentas buvo atliekamas su tokiais fazinių įtampų kampais – $[-6, 59, 120, 184, 246, -]$, eksperimento rezultatai pateikiami 3.30 ir 3.31 paveiksluose.

Kaip matyti iš 3.30 paveikslo, esant tokiems faziniams kampams, gaunama apskritiminė statoriaus srovės vektoriaus trajektorija, tačiau jos spindulys yra mažesnis, lyginant su normaliuoju darbo režimu. Tai reiškia, kad sprendinys nėra optimalus.

Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros poavarinio režimo kompensavimo tyrimų apibendrinimas pateikiamas 3.3 ir 3.4 lentelėse.

3.3 lentelė. Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros srovės vektoriaus trajektorijos
Table 3.3. Current trajectories of six-phase induction frequency drive

Maitinimo įtampų faziniai kampai	Srovės vektoriaus ilgis, A			Elipsės plokštumo rodiklis
	Minimumas	Maksimumas	Skirtumas	
0, 60, 120, 180, 240, 300	0,422	0,450	0,028	0,062
0, 60, 120, 180, 240, –	0,361	0,493	0,132	0,268
–10, 60, 120, 180, 250, –	0,265	0,709	0,443	0,282
–20, 60, 120, 180, 260, –	0,387	0,538	0,152	0,626
–6, 60, 120, 180, 243, –	0,447	0,472	0,024	0,051
–9, 60, 120, 180, 240, –	0,445	0,478	0,034	0,070
0, 60, 120, 180, 249, –	0,448	0,497	0,049	0,098
–6, 59, 120, 184, 246, –	0,393	0,429	0,036	0,084

3.4 lentelė. Šešiafazės dažninės asinchroninės pavaros srovių efektinės vertės

Table 3.4. RMS currents of six-phase induction frequency drive

Maitinimo įtampų faziniai kampai	Srovių efektinės vertės, A			Dispersija, A ²
	Minimumas	Maksimumas	Skirtumas	
0, 60, 120, 180, 240, 300	0,097	0,105	0,008	$8,44 \cdot 10^{-6}$
0, 60, 120, 180, 240, –	0,111	0,144	0,033	$195 \cdot 10^{-6}$
–10, 60, 120, 180, 250, –	0,135	0,171	0,036	$170 \cdot 10^{-6}$
–20, 60, 120, 180, 260, –	0,165	0,240	0,075	$696 \cdot 10^{-6}$
–6, 60, 120, 180, 243, –	0,128	0,155	0,027	$108 \cdot 10^{-6}$
–9, 60, 120, 180, 240, –	0,119	0,167	0,048	$334 \cdot 10^{-6}$
0, 60, 120, 180, 249, –	0,115	0,186	0,071	$618 \cdot 10^{-6}$
–6, 59, 120, 184, 246, –	0,120	0,134	0,014	$19,3 \cdot 10^{-6}$

Šešiafazės pavaros normaliojo darbo režimo metu statoriaus srovės trajektorija yra apskritiminė, jos elipsiškumas – 0,062, t. y. artimas nuliui. Vertinant rezultatus, kai pavara dirba poavarinių režimu, statoriaus srovės vektoriaus trajektorijos elipsiškumas yra 0,268. Nustatyta, kad apskritiminės statoriaus srovės vektoriaus trajektorijos atkūrimas turi daugiau nei vieną sprendinį. Iš 3.27 paveikslo matyti, kad, formuojant skirtingas maitinimo įtampas, gautos geros trajektorijos, kurių elipsiškumas yra 0,070 ir 0,098. Šie maitinimo įtampų faziniai kampai nėra optimalūs, bet rezultatai yra artimi normaliojo režimo atvejui. Tačiau pavienių statoriaus fazinių srovių efektinės vertės yra $0,143 \pm 14\%$ ir $0,151 A \pm 19\%$, nors normaliuoju režimu – tik $0,101 A \pm 4\%$. Vertinant 3.28 ir 3.29 paveikslus, kompensavimui keliamas papildomas tikslas – efektinių verčių suvienodinimas.

Kompensavimui keliamas pirminis tikslas – apskritiminės trajektorijos atstatymas – turi daug sprendinių, o iškėlus papildomą tikslą sprendinių skaičius sumažėja. Dalis šių sprendinių sumažina kuriamos trajektorijos spindulį. Eksperimentiškai surasti tokie įtampų faziniai kampai, kurie užtikrina trajektoriją, artimą apskritiminei (srovės vektoriaus ilgis – $0,411 A \pm 4\%$), ir efektines srovės vertes su mažais skirtumais – $0,127 A \pm 5\%$. Tai didžiulis rezultatas, lyginant su nekompensuotu poavariniu režimu – $0,128 A \pm 11\%$ ir srovės vektoriaus ilgis – $0,427 A \pm 13\%$.

3.4. Trečiojo skyriaus išvados

1. Gautų šešiafazio asinchroninio variklio, kuris maitinamas iš šešiafazio transformatoriaus, pereinamųjų vyksmų trukmė, pasiekiamos didžiausios vertės ir laikai sutampa su pereinamaisiais vyksmais, kurie gauti, kai šešiafazis asinchroninis variklis maitinamas iš dažnio keitiklio, kurio išėjimo įtampos dažnis yra 50 Hz.
2. Ištirtos šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, veikiančios vienos fazės poavariniu režimu, gretimų variklio statoriaus fazių srovių efektinės vertės išauga iki 34 ir iki 40 %.
3. Kompensuojant tik variklio statoriaus srovės vektoriaus trajektoriją, kai šešiafazė asinchroninė dažninė pavara veikia vienos fazės poavariniu režimu, didžiausia variklio statoriaus srovė, lyginant su normaliuoju režimu, išauga iki 51 %.
4. Kompensuojant statoriaus srovių vektoriaus trajektoriją ir efektines vertes, kai šešiafazė asinchroninė dažninė pavara veikia vienos fazės poavariniu režimu, didžiausia variklio statoriaus srovė, lyginant su nekompensuotu poavariniu režimu, sumažėja iki 7 %.
5. Ištirtos šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, dirbančios normaliuoju, poavariniu nekompensuotu ir poavariniu kompensuotos srovės režimais, iš tinklo imama galia yra tokia pati.

Bendrosios išvados

1. Modeliuojant šešiafazį dažnio keitiklį *Matlab Simulink* programiniame pakete ištirtas pasiūlytas sinusinės impulsų pločio moduliacijos metodas. Inverterio išėjimo įtampoje vyrauja pirmoji harmonika, o aukštesniosios harmonikos (iki 30-osios) neviršija 1 % fundamentaliosios harmonikos amplitudės.
2. Suprojektuota aparatinė inverterio tranzistorių apsauga nuo trumpojo jungimo taikant vėlinimo grandines, užtikrinančias 1,6–2,8 μ s vėlinimą. Jų parametrai parinkti ir pačios grandinės ištirtos modeliuojant ir eksperimentiškai – gauti rezultatai skyrėsi iki 8 %.
3. Sukurtas ir ištirtas originalus daugiafazis dažnio keitiklis, kuris, keičiant jo valdymo algoritmą, generuoja variklio maitinimo įtampą su skirtingais fazių postūmio kampais ir galintis valdyti trifazius, keturfazius, penkiafazių ir šešiafazių asinchroninius variklius. Tai padidina šio dažnio keitiklio universalumą ir pritaikomumą lokaliuose sistemose lyginant su dažnio keitikliais kurie valdo fiksuoto fazių skaičiaus asinchroninius variklius.
4. Ištirta impulsų pločio moduliacijos nešlio dažnio įtaką šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros fazinėms srovėms. Padidinus impulsų pločio moduliacijos nešlio dažnį nuo 4,2 kHz iki 16,8 kHz,

pirmosios harmonikos amplitudė išauga iki 8 %, o trečiosios harmonikos amplitudė sumažėja iki 43 %, taip sumažinant variklio elektrinius nuostolius.

5. Eksperimentiškai įrodyta, kad apskritiminę statoriaus srovės vektorių trajektoriją galima atkurti pasiūlytu skaliariniu poavarinio režimo kompensavimo metodu, veikiančiu be grįžtamojo ryšio.
6. Ištirtos šešiafazės asinchroninės dažninės pavaros, veikiančios vienos nutrūkusios fazės poavariniu režimu, statoriaus fazinės srovės išauga – didžiausia efektinė vertė siekia 40 %, o atkūrus apskritiminę srovės vektorių trajektoriją – 31 %.

Literatūra ir šaltiniai

Abjadi, A. R.; Markadeh, G. A.; Soltani, J. 2010. Model Following Sliding-Mode Control of a Six-Phase Induction Motor Drive, in *Journal of Power Electronics* 10(6): 649–701.

Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinski J. 2012. High Performance Control of AC Drives with Matlab/Simulink Models. United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd. ISBN: 978-0-470-97829-0, 492p.

Ahmad, M. 2010. High Performance AC Drives. Modeling Analysis and Control. Springer, London, UK. ISBN 978-3-642-13149-3, 290 p.

Ahmed, S. M. 2012. Model predictive current control of a quasi sixphase voltage source inverter, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*: 2036–2041.

Alcharea, R.; Kianinezhad, R.; Nahid, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2009. Fault tolerant DTC for six-phase symmetrical induction machine, in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*: 3279–3284.

Alcharea, R.; Nahidmobarakeh, B.; Baghli, L.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2006. Decoupling Modeling and Control of Six-Phase Induction Machines Under Open Phase Fault Conditions, in *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*: 5101–5106.

Alcharea, R.; Nahidmobarakeh, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2008. Direct torque control (DTC) for six-phase symmetrical induction machine under open phase fault, in *The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*: 508–513.

Alnajjar, M.; Gerling, D. 2015. Model predictive control of six-phase variable frequency electrically excited starter generator for more electric aircraft, in *IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*: 23–28.

Analog Devices. Design Fundamentals of Implementing an Isolated Half-Bridge Gate Driver. Technical Article, MS-2318. [Interaktyvus] 2012. [Žiūrėta: 2015–09–15]. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/TA10756-0-5_12.pdf>.

Analog Devices. EMI, RFI, and Shielding Concepts, Tutorial MT-095. 2009. [Interaktyvus]. [Žiūrėta: 2017–02–11]. <<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-095.pdf>>.

Apsley, J. M.; Williamson, S. 2005. Analysis of multi-phase induction machines with winding faults, in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*: 249–255.

Aroquiadassou, G.; Mpanda-Mabwe, A.; Betin, F.; Capolino, G.A. 2009. Six-phase induction machine drive model for fault-tolerant operation, in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*: 1–6.

Ashoush, A. M.; Gadoue, S. M.; Abdel-Khalik, A. S.; Mostafa, M. Z. 2013. Performance of an Eleven-phase Induction Machine under Fault Conditions, in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*: 479–484.

Baltatanu, A.; Florea, M. L. 2013. Multiphase machines used in electric vehicles propulsion, in *International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence*: 1–6.

Batista, G. R.; Salvadori, F.; Jacobina, C. B.; Freitas, I. S. 2013. Fault tolerant high performance drive system using six-phase induction machine, in *Brazilian Power Electronics Conference*: 786–792.

Berzan, V.; Oleschuk, V.; Sizov, A. 2012. Six-phase multi-converter drive with specialized schemes of space-vector PWM, in *4th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering*: 1–6.

Betin, F.; Moghadasian, M.; Lanfranchi, V.; Capolino, G. 2013. IEEE Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Machines Using Combined Fuzzy Logic and Genetic Algorithms, in *IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis*: 138–147.

Bhowmik, P. S.; Pradhan, S.; Prakash, M. 2013. Fault diagnostic and monitoring methods of induction motor: a review, in *International Journal of Applied Control, Electrical and Electronics Engineering*, 1(1): 1–18.

Bojoi, R.; Cavagnino, A.; Tenconi, A.; Vaschetto, S. 2016. Control of Shaft-Line-Embedded Multiphase Starter/Generator for Aero-Engine, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1): 641–652.

Bojoi, R.; Lazzari, M.; Profumo, F.; Tenconi, A. 2003. Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(3): 752–760.

Bojoi, R.; Tenconi, A.; Vaschetto, S. 2010. Direct Stator Flux and Torque Control for asymmetrical six-phase induction motor drives, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*: 1507–1512.

Bose, B. 2006. Power Electronics and Motor Drives. Elsevier, San Diego, USA. ISBN 978–0–12–088405–6, 851 p.

Brice, C. W.; Santi, E.; Kang, X.; Gökdere, L. U. 2000. Reference frames for simulation of electric motors and drives, in *Proceedings of International Conference on Electrical Machines*: 505–509.

Bugenis, S. J.; Vanagas, J.; Gečys, S. 2008. Optimal Phase Number of Induction Motor with the Integrated Frequency Converter, in *Elektronika ir Elektrotechnika*, 88(8): 67–70.

Buksnaitis, J. 2012. Electromagnetical Efficiency Of The Six-Phase Winding, in *Elektronika ir Elektrotechnika*, 3(119): 3–6.

Buksnaitis, J. 2013. Research of Electromagnetic Parameters of Single-layer Three-phase and Six-phase Chain Windings, in *Elektronika ir Elektrotechnika*, 19(9): 11–14.

Buksnaitis, J. 2015. Investigation and Comparison of Three-Phase and Six-Phase Cage Motor Energy Parameters, in *Elektronika ir Elektrotechnika*, 21(3): 16–20.

Cavagnino, A.; Tenconi, A.; Vaschetto, S. 2014. Experimental characterization of a belt-driven multi-phase induction machine for 48 V automotive applications: Losses and temperatures assessments, in *International Conference on Electrical Machines*: 1165–1171.

Cheng, F.; Yang, H.; Zhao, R.; Zhu, M. 2009. A PWM strategy for six-phase dual stator induction motor fed by two identical voltage source inverters, in *International Conference on Electrical Machines and Systems*: 1–4.

Chiasson, J. 2005. Modeling and High Performance Control of Electric Machines, John Wiley & Sons, New Jersey, USA. ISBN 978–0–471–68449–7, 736p.

Cifci, A.; Uyaroglu, Y.; Birbas, S. 2012. Direct Field Oriented Controller Applied to Observe Its Advantages over Scalar Control, in *Electronics and Electrical Engineering* 119(3): 15–18.

Dahiya, V.; Saurabh, S. 2014. Sensorless Speed Control of 3-Phase Induction Motors by using several techniques, in *International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering*, 3(9):71–78.

Deilamani, M.; Kianinezhad, R.; Seifossadat, S. G. H.; Keramatzade, M. 2011. A new insight into six phase induction machine modeling under open phase fault condition, in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion*: 201–204.

Dharmaprakash, R.; Henry, J. 2013. High Performance Control Schemes of Induction Motor - A Review, in *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2(9): 4336–4347.

Dhillon, S. S.; Marwaha, S.; Lather, J. S. 2013. Dynamic multiphase induction machine models for smart drive applications under different operating conditions, in *International Conference on Control Communication and Computing*: 400–405.

Duran, M. J.; Gonzalez-Prieto, I.; Bermudez, M.; Barrero, F.; Guzman, H.; Arahal, M. R. 2016. Optimal Fault-Tolerant Control of Six-Phase Induction Motor Drives With Parallel Converters, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1): 629–640.

Fitzgerald, A. E.; Kingsley, C. Jr.; Umans, S. D. 2003. Electric Machinery, Sixth Edition. McGraw–Hill Higher Education, New York, USA. ISBN 0–07–112193–5, 703p.

Francois, B.; Delarue, P.; Bouscayrol, A.; Niiranen, J. 2000. Five-leg AC-AC power converter: structure, modeling and control, in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*: 1525–1532.

Gonzalez-Prieto, I.; Duran, M. J.; Barrero, F. J. 2016. Fault-tolerant Control of Six-phase Induction Motor Drives with Variable Current Injection, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, (99):1–1.

Gonzalez-Prieto, I.; Duran, M. J.; Che, H. S.; Levi, E.; Bermúdez, M.; Barrero, F. 2016. Fault-Tolerant Operation of Six-Phase Energy Conversion Systems with Parallel Machine-Side Converters, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(4): 3068–3079.

Goyal, G. N.; Aware, M. V. 2012. A comparative performance of six-phase nine switch inverter operation with SPWM and SVPWM, in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*: 1–6.

Grandi, G.; Tani, A.; Sanjeevikumar, P.; Ostojic, D. 2010. Multi-phase multi-level AC motor drive based on four three-phase two-level inverters, in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*: 1768–1775.

Grigore-Muler, O.; Barbelian M. 2010. The simulation of a multi-phase induction motor drive, in *12th International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipment*: 297–306.

Griva, G.; Oleschuk, V. 2009. Neutral-point-clamped inverters with hybrid PWM for symmetrical six-phase motor drive, in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*: 658–663.

Guzman, H.; Barrero, F.; Duran, M., J. 2014b. IGBT-Gating Failure Effect on a Fault-Tolerant Predictive Current Controlled 5-Phase Induction Motor Drive, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(1): 15–20.

Guzman, H.; Duran, M., J.; Barrero, F.; Bogado, B.; Toral, S. 2014a. Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(9): 4474–4484.

Guzman, H.; Gonzalez, I.; Barrero, F.; Durán, M.; Gregor R. (Ed.). 2015. Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics. InTech. ISBN 978-953-51-2207-4, 390p.

Hou, L.; Su, Y.; Chen, L. 2003. DSP-based indirect rotor field oriented control for multiphase induction machines, in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*: 976–980.

Hung, Y.; Lin, F. 2013. Intelligent fault tolerant control of six-phase motor drive system, in *1st International Future Energy Electronics Conference*: 635–640.

Infineon Description IGBT. [Interaktyvus] 2014. [Žiūrėta: 2014–10–09]. <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Description_IGBT-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30433f565836013f5ca72d4e29db>.

Iqbal, A.; Payami, S.; Saleh, M.; Anad, A.; Behra, R. K. 2012. Analysis and control of a five-phase AC/DC/AC converter with active rectifier, in *22nd Australasian Universities Power Engineering Conference*: 1–6.

Islam, S.; Bakhs, F. I.; Iqbal, A.; Saleh, M.; Kalam, K. 2013. Stability Analysis of a Series-Connected Five-phase Induction Motor Drive System using Flux-linkage Model, in *IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications*: 445–450.

Ixys IGBT basics. [Interaktyvus] 2014. [Žiūrėta: 2014–10–09]. <http://www.ixys.com/documents/appnotes/ixys_igbt_basic_i.pdf>.

IXYS. MOSFET/IGBT Drivers, Theory and Applications. Application Note, AN-401. [Interaktyvus] 2012. [Žiūrėta: 2015–09–15]. <[http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/AN-401.pdf/\\$file/AN-401.pdf](http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/AN-401.pdf/$file/AN-401.pdf)>.

Jacobina, C. B.; Miranda, R. S.; Correa, M. B. D. R.; Lima, A. M. N. 2004. Disturbance-free operation of a six-phase ac motor drive system, in *35th Annual Power Electronics Specialists Conference*: 925–931.

Jones, M.; Patkar, F.; Levi, E. 2013. Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives, in *IET Electric Power Applications*, 7(6): 441–452.

Kadaba, A.; Suo, S.; Sizov, G. Y.; Yeh, C. C.; Sayed-Ahmed, A.; Demerdash, N. A. O.; Fellow, L. 2011. Design and Modeling of a Reversible 3-Phase to 6-Phase Induction Motor for Improved Survivability, in *Power and Energy Society General Meeting*: 1–5.

Kats, Y. 1997. Adjustable-Speed Drives with Multiphase Motors, in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record*: 1–3.

Kianinezhad, R.; Alcharea, R.; Nahid, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2008. Analysis and evaluation of DTC and FOC in open phase fault operation of six-phase induction machines, in *The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*: 447 – 452.

Kianinezhad, R.; Nahid-Mobarakeh, B.; Baghli, L.; Betin, F.; Capolino, G. E. 2008. Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5): 1966–1977.

Kianinezhad, R.; Nahid-Mobarakeh, B.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2005. Sensorless field-oriented control for six-phase induction machines, in *Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*: 999–1006.

Kohlrusz, G.; Fodor, D. 2011. Comparison of Scalar and Vector Control Strategies of Induction Motors, in *Hungarian Journal of Industrial Chemistry*, 39(2): 265–270.

Kominami, T.; Fujimoto, Y. 2004. Dynamic model and control of six-phase spiral motor, in *The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*: 629–633.

Kong, W.; Huang, J.; Kang, M.; Li, B.; Zhao, L. 2014. Fault-Tolerant Control of Five-Phase Induction Motor Under Single-Phase Open, in *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 9(3): 889–907.

Kouzou, A.; Payami, S.; Iqbae, A.; Haitham, A. 2013. Performance Analysis of a Five Phase Induction Motor under Unbalanced Voltage Supply, in *10th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*: 1–8.

Kriauciūnas, J. 2013. Bejutiklių asinchroninių dažninių pavarų tyrimas. Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 94 p.

Lekhchine, S.; Bahi, T.; Soufi, Y. 2013. Field oriented control of a six phases induction motor, in *8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies*: 1–6.

Leonhard W. Control of Electrical Drives. 3rd edition. Berlin: Springer, 2001. 460 p. ISBN 3–540–41820–2

Levi, E. 2006. Recent Developments in High Performance Variable-Speed Multiphase Induction Motor Drives, in *Sixth International Symposium Nikola Tesla*.

Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat, H. A.; Williamson, S. 2007. Multiphase induction motor drives - a technology status review, in *IET Electric Power Applications*, 1(4): 489–516.

Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S. N. 2006. A series-connected two-motor six-phase drive with induction and permanent magnet machines, in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(1): 121–129.

Levi, E.; Vukosavic, S. N.; Jones, M. 2005. Vector control schemes for series-connected six-phase two-motor drive systems, in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 152(2): 226–238.

Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S. N.; Toliyat, H. A. 2008. Steady-State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(5): 1559–1568.

Lin, F.; Hung, Y.; Hwang, J.; Tsai, M. 2013. Fault-Tolerant Control of a Six-Phase Motor Drive System Using a Takagi-Sugeno-Kang Type Fuzzy Neural Network With Asymmetric Membership Function, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(7): 3557–3572.

Linear Technology. Reduce EMI and Improve Efficiency with Silent Switcher Designs, Application Note 144. 2013. [Interaktyvus]. [Žiūrėta: 2017–02–11]. <<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an144f.pdf>>.

Lipinskis, T. 2015. Šešių fazių dažnio keitiklio įtampos formavimas moduluojant erdvinį vektorių. Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 134 p.

Lipinskis, T.; Baškys, A.; Rutkauskas, A. 2013. Six-phase voltage forming method using the largest magnitude space vectors, in *Elektronika ir Elektrotechnika*, 19(10): 99–102.

Liu, Z.; Peng, L.; Li, Y.; Zheng, Z.; Wang, K. 2013. Modeling and control of 15-phase induction machine under one phase open circuit fault, in *International Conference on Electrical Machines and Systems*: 2066–2071.

Lyra, R. O. C.; Lipo, T. A. 2002. Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(5): 1351–1360.

Mansour N., Djahbar A., Mazari B. 2008. Matrix Converter for Six Phase Induction Machine Drive System, in *Acta Electro-technica et Informatica*, 2(8): 64–69.

Markadeh, G. R. A.; Soltani, J.; Abjadi, N. R.; Hajian, M. 2009. Sensor less Control of a Six-Phase Induction Motors Drive Using FOC in Stator Flux Reference Frame, in *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 58: 890–896.

Meinguet, F.; Nguyen, N.; Sandulescu, P.; Kestelyn, X.; Semail, E. 2013. FaultTolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive with Inverter Faults, in *IECON 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*: 1–7.

Meinguet, F.; Sandulescu, P.; Aslan, B.; Lu, L.; Nguyen, N.; Kestelyn, X.; Semail, E. 2012. A Signal-based Technique for Fault Detection and Isolation of Inverter Faults in Multi-phase Drives, in *2012 IEEE Int. Conf. on Power Electronics, Drives and Energy Systems*: 1–6.

Microsemi. Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation. [Interaktyvus] 2013. [Žiūrėta: 2014–06–15]. <http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clark-inverse-clark-transformations-mss-software-implementation-user-guide>.

Miranda, R. S.; Toliyat, H. A.; Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N. 2007. Short-Circuit Fault Mitigation in Six-Phase Induction Machine Drives, in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*: 370–376.

Mitsubishi semiconductors power modules MOS. [Interaktyvus] 2014. [Žiūrėta: 2014–09–15]. <http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/files/manuals/powermos3_0.pdf>.

Moghadasian, M.; Kianinezhad, R.; Betin, F.; Capolino, G. A. 2010. Torque ripple minimization in direct torque control of six-phase induction machines using fuzzy inference systems, in *XIX International Conference on Electrical Machines*: 1–6.

Mohapatra, K. K.; Kanchan, R. S.; Baiju, M. R.; Tekwani, P. N.; Gopakumar, K. 2005. Independent field-oriented control of two split-phase induction motors from a single six-phase inverter, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(5): 1372–1382.

Moinoddin, S.; Rajeevan, P.; Abu-Rub, A.; Iqbal, A. 2013. Space vector modeling of an eleven-phase voltage source inverter, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*: 1691–1696.

Nabi, H. P.; Dadashi, P.; Shoulaie, A. 2011a. A novel structure for vector control of a symmetrical six-phase induction machine with three current sensors, in *10th International Conference on Environment and Electrical Engineering*: 1–5.

Nabi, H. P.; Dadashi, P.; Shoulaie, A. 2011b. A Novel Structure for Vector Control of Symmetrical Six-Phase Induction Machines with Three Current Sensors, in *ETASR - Engineering, Technology and Applied Science Research*, 1(2): 23–29.

Nanoty, A.; Chudasama, A. R. 2012. Control of Designed Developed Six Phase Induction Motor, in *International Journal of Electromagnetics and Applications*, 2(5): 77–84.

Nategh, S.; Ghasemi, A.; Kianinezhad, R.; Seifossadat, S. Gh.; Saneie, M. 2008. An improved fuzzy model based sensorless control for six-phase induction machines, in *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*: 1469 – 1474.

Oleschuk, V.; Bojoi, R.; Griva, G.; Profumo, F. 2007a. Six-Phase Drives with Combined Synchronized Space-Vector Modulation, in *The International Conference on "Computer as a Tool"*: 1864–1871.

Oleschuk, V.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Tenconi, A.; Yaroshenko, E. 2007b. Fuel-cell supplied vehicle drive with synchronized space-vector modulation, in *2007 International Conference on Clean Electrical Power*: 61–68.

Oleschuk, V.; Ermuratskii, V.; Barrero, F. 2014a. Modified Algorithms of Synchronized PWM for Six-Phase Traction Drive with Two DC Sources, in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*: 1–6.

Oleschuk, V.; Grandi, G.; Dragonas, F. A. 2011. Five-phase and six-phase converters with synchronized PWM: An overview, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*: 283–288.

Oleschuk, V.; Griva, G. 2009. Synchronous PWM control of dual neutral clamped converters for electric vehicle drive, in *2009 International Conference on Clean Electrical Power*: 574–579.

Oleschuk, V.; Ermuratskii, V. 2014b. Combined topology of quad-inverter six-phase motor drive with synchronized PWM, in *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*: 973–978.

Oriti, G.; Julian, L.; Lipo, T. A. 1997. An inverter/motor drive with common mode voltage elimination, in *Conference Record of the Industry Applications Conference*: 587–592.

Pericom. EMI Reduction Techniques, Application Note 11. 1998. [Interaktyvus]. [Žiūrėta: 2017–02–11]. <<https://www.diodes.com/assets/App-Note-Files/AN011-P.pdf>>.

Petrovas, A. 2007. Trifazių asinchroninių variklių dinaminiai modeliai. Daktaro disertacija. Vilniaus Gedimino technikos universitetas. 93 p.

Razik, H. 2003. Modelling Of Double Star Induction Motor For Diagnosis Purpose, in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*: 907–912.

Renukadevi, G.; Rajambal, K. 2012. Generalized d-q Model of n-Phase Induction Motor Drive. World Academy of Science, in *Engineering and Technology International Journal of Electrical Science and Engineering*, 6(9): 1216–1225.

Renukadevi, G.; Rajambal, K. 2013a. FPGA Implementation of SVPWM Technique for Seven-Phase VSI, in *International Journal of Electronics and Electrical Engineering*, 1(4): 275–280.

Renukadevi, G.; Rajambal, K. 2013b. Modeling and Analysis of Multi-Phase Inverter Fed Induction Motor Drive with Different Phase Numbers, in *Transactions on Systems and Control*, 8: 73–80.

Richtek. Reducing EMI in buck converters, Application Note 045. 2016. [Interaktyvus]. [Žiūrėta: 2017–02–11].
<http://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/~media/AN%20PDF/AN045_EN.ashx>.

Rinkevičienė, R.; Petrovas, A. 2005. Dynamic models of linear induction drives, in *Information Technology and Control*, 1(34). 37–41.

Robyns, B.; Francois, B.; Degobert, P.; Hautier, J. P. 2012. Vector Control of Induction Machines. London: Springer. ISBN 978–0–85729–901–7, 222p.

Robyns, B.; Francois, B.; Degobert, P.; Hautier, J. P. 2012. Vector control of induction machines. ISBN:978–0–85729–900–0. 222 p.

Rolak, M.; Che, H., S.; Malinowski, M. 2015. Modelling And Fault-Tolerant Control Of 5-Phase Induction Machine, in *Bulletin of The Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, 63(4): 997–1006.

Saleh, M.; Iqbal, A.; Ahmed, S. M.; Abu Rub, H.; Kalam, A. 2011. Carrier based PWM technique for a three-to-six phase matrix converter for supplying six-phase two-motor drives, in *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*: 3470–3475.

Santos, E. C.; Jacobina, C. B.; Rocha, N.; Silva, E. R. C. 2010. Parallel converters supplying a six-phase machine with circulating current cancellation, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*: 3883–3888.

Santos, E. C.; Jacobina, C. B.; Silva, O. I. 2011. Six-phase machine drive system with nine-switch converter, in *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*: 4204–4209.

Schreier, L.; Bendl, J.; Chomat, M. 2013. Comparison of five-phase induction machine operation with various stator-winding arrangements, in *9th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*: 2685–2690.

Schreier, L.; Bendl, J.; Chomat, M. 2014. Analysis of IM with combined six-phase configuration of stator phase windings with respect to higher spatial harmonics, in *International Conference on Electrical Machines*: 1970–1975.

Semail, E.; Kestelyn, X.; Locment, F. 2008. Fault Tolerant Multiphase Electrical Drives: The Impact of Design, in *European Physical Journal-Applied Physics*, 43(2): 159–162.

Silva, C. R.; Correa, M. B. R.; Jacobina, C. B.; Lima, A. M. N.; Silva, E. R. C.; Andriamalala, R. N.; Razik, H. 2006. A new approach for inter-turn short-circuit detection in six-phase induction motor, in *IECON 2006 – 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*: 4969–4974.

Singh, R. K. 2006. Multiphase inverter topology and its modulation technique for optimal harmonic output, in *Power Electronics, Drives and Energy Systems*: 1–6.

Taheri, A.; Rahmati, A.; Kaboli, S. 2012. Comparison of Efficiency for Different Switching Tables in Six-Phase Induction Motor DTC Drive, in *Journal of Power Electronics*, 12(1): 128–135.

Taheri, A.; Rahmati, A.; Kaboli, S. 2012. Efficiency Improvement in DTC of Six-Phase Induction Machine by Adaptive Gradient Descent of Flux, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3): 1552–1562.

Thavot, M.; Iqbal, A.; Saleh, M.; Kalam, A. 2013. Modeling of a seven-phase series-connected three-motor drive system, in *GCC Conference and Exhibition*: 142–147.

Tian, D; Chen, L.; Hou, L.; Pan, J. 2008. Modeling and simulation of dual-three-phase induction machine with two opened phases, in *IEEE International Conference on Industrial Technology*: 1–5.

VISHAY SEMICONDUCTORS. IGBT/MOSFET Gate Drive Optocoupler. Application Note, 91. [Interaktyvus] 2011. [Žiūrėta: 2015–09–15]. <<http://www.vishay.com/docs/81227/81227.pdf>>.

Vukosavic, S. N.; Jones, M.; Levi, E.; Varga, J. 2005. Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine, in *Electric Power Systems Research*, 75: 142–152.

Wang, H.; Zhao, R; Cheng, F; Yang, H. 2011. Six-phase induction machine driven by the matrix converter, in *International Conference on Electrical Machines and Systems*: 1–5.

Wang, Y.; Ai, Y.; Kamper, M. J. 2010. FPGA application in the six-phase machine control with novel control strategy, in *International Conference on Computer and Communication Technologies in Agriculture Engineering*: 113–116.

Wildi, T. 2002. Electrical Machines, Drives, and Power Systems, Fifth edition. Pearson Education, New Jersey, USA. ISBN 0–13–093083–0, 886.

Williamson, S.; Smith, S. 2003. Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 4(39): 986–993.

Wu, F.; Zheng, P.; Jahns, T. M. 2015. Six-phase fault-tolerant permanent magnet motor drives with reduced switch counts: Topology comparisons and hardware demonstration, in *Transportation Electrification Conference and Expo*: 1–6.

Yongle, A.; Wang, Y.; Kamper, M. J. 2009. Torque performance comparison from three-phase with six-phase induction machine, in *2009 International Conference on Mechatronics and Automation*: 1417–1421.

Yu, F.; Cheng, M.; Li, F.; Chau, K., T.; Huang, J.; Hua, W. 2014. Fault Tolerant Control of Harmonic Injected Nine-Phase Flux Switching Permanent Magnet Motor Drive System, in *17th International Conference on Electrical Machines and Systems*: 3117–3122.

Zhao, J.; Gao, X.; Li, B.; Liu, X.; Guan, X. 2015. Open-Phase Fault Tolerance Techniques of Five-Phase Dual-Rotor Permanent Magnet Synchronous Motor, in *Energies*, 8(11): 12800–12838.

Zhao, Y.; Lipo, T. A. 1996. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance: Part I. Machine modeling and multi-dimensional current regulation, in *IEEE Transactionson Energy Conversion*, 11(3): 570–577.

Zhou, Y.; Lin, X.; Cheng, M. 2016. A Fault-Tolerant Direct Torque Control for Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor With Arbitrary Two Opened Phases Based on Modified Variables, in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 31(2): 549–556.

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Pitrėnas, A.; Petrovas, A. 2014a. Six-phase VSI control using 8-bit MCU. *Balkan Journal of Electrical & Computer Engineering*, 2(2), ISSN 2147-284X

Pitrėnas, A.; Uznys, D. 2016. Tranzistorių valdymo signalų vėlinimo grandinės šešiafaziam dažnio keitiklyje. *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika*, 8(3), ISSN 2147-284X.

Pitrėnas, A.; Uznys, D.; Beištaras, D. 2017. Production of Circular Stator Current Trajectory in Multi-Phase Induction Drive Under Open Phase Fault Condition. *Balkan Journal of Electrical & Computer Engineering*, 5(1), ISSN 2147-284X.

Straipsniai kituose leidiniuose

Pitrėnas, A. 2014b. Trifazio dažnio keitiklio valdymas. *Technologijos ir menas: Tyrimai ir aktualijos*, 5, ISSN 2029-400X.

Pitrėnas, A. 2014c. Modelling of inverter fed six-phase motor. *65-oji mokslinė ir techninė konferencija studentams ir magistrantams: mokslinių straipsnių rinkinys*, Minskas, ISBN 978-985-530-380-1.

Pitrėnas, A. 2015a. Dažnio keitiklis su skaliariniu valdymo algoritmu. *Technologijos ir menas: Tyrimai ir aktualijos*, 6, ISSN 2029-400X

Pitrėnas, A.; Rinkevičienė, R.; Petrovas, A. 2015b. Analysis of electromagnetic disturbances in the six-phase converter. *XXIII International Conference on Electromagnetic Disturbances*, Białystok, ISBN 978-83-62582-76-1.

Summary in English

Introduction

Formulation of the problem

In the scientific literature various multi-phase induction motors are investigated. It has been shown that, according to the induction motor's magnetic fields higher harmonic composition four-phase winding is identical to a two-phase, and six-phase winding to the three-phase. Magnetic fields created by five-phase and seven-phase windings are elliptical or pulsating and magnetic fields created by three-phase and six-phase – circular. Electromagnetic efficiency rate of six-phase windings is higher than of the three-phase windings and the amplitude of the fundamental harmonic of magnetomotive force of six-phase winding is higher than the three-phase windings. This affects better power factors of six-phase machines, compared with three-phase machines. For these reasons, six-phase frequency induction drive is analyzed in the dissertation.

One of the main drawback of six-phase induction motors is that there is no six-phase industrial electrical network, which limits the spread and application of six-phase motors. However, this problem is solved in local systems where six-phase motors are controlled by the six-phase frequency converters. The frequency converter converts three-phase AC voltage to the multi-phase voltage of variable amplitude and frequency.

The dissertation deals with six-phase induction motor control problem using six-phase frequency converter implemented in embedded system. Six-phase induction motors have higher reliability, because they can work in the event of fault of one or more of

stator windings, this operation mode is called post-fault operation mode. When the motor operates in post-fault mode the circular stator magnetic flux becomes elliptical and stator phase currents are increased. In scientific literature various compensation methods of post-fault operation were examined, but all of them are implemented on a drive with vector control algorithms and the compensation of post-fault operation in scalar control drives are poorly investigated.

The dissertation investigates control and transient processes of six-phase induction frequency drive in normal and post-fault operation modes.

The obtained results are used in development of control algorithm for six-phase frequency converter, which allows the motor to work in post-fault operation mode.

Relevance of the thesis

Six-phase motor together with the power electronics comprises a sophisticated automatic control system. Six-phase frequency converters are not industrially produced, so the theoretical and experimental research of inverter controlled six-phase drive's transients for different operation modes are relevant while developing the control algorithms of frequency converters and drives. Six-phase motors can operate with one, two or three faulty phases, so the research of drive asymmetric modes is mandatory for development of asymmetric motor control methods.

Multiphase motors primarily valued for their greater reliability, so they extended to the military and aerospace industries. Due to the higher power and volume ratio, reliability, as well as other advantages compared with three-phase motors, six-phase motors are used in different industry areas: electric locomotives, airplanes, spacecraft, ship-propulsion, nuclear power industry and the oil industry. In the last decade, the rapid development of electric and hybrid cars with multi-phase drives significantly influenced the spread and intensive research of the multi-phase drives.

It is worth mentioning that six-phase induction motors can be produced using base of three-phase induction motors, which eases the serial production of six-phase motors. While ensuring production of inexpensive six-phase frequency converters, would lead to industrial application. Low cost frequency converters, not requiring complex manufacturing technology would boost multiphase drives to serial production and distribution to the industry.

The object of research

The object of dissertation – six-phase induction frequency drive capable of operating in post-fault operation conditions.

The aim of the thesis

The main aim is to develop a control method for six-phase frequency induction drive, capable to compensate the stator over-currents and the current vector elliptical trajectory in post-fault conditions.

The tasks of the thesis

1. To develop and investigate the multi-phase frequency converter with transistor dead-time generation circuits.

2. To develop and investigate the six-phase frequency induction drive with scalar control algorithm, capable of operating in normal operating conditions.
3. To investigate the current system of six-phase frequency drive, operating in one of the stator phase post-fault conditions with scalar control algorithm.
4. To develop a compensation method of post-fault conditions for six-phase frequency drive which adjusts the RMS values of individual stator currents.

Research methodology

Numerical simulation and experimental methods are used in the present thesis: object-oriented computer modeling methods applying Matlab Simulink® environment; visual electronic circuit design and simulation methods in LTspice® environment; Experimental electromechanical system methods, and signal processing of time and frequency domain methods.

Experimental studies are carried out in Automation Department of Vilnius Gediminas Technical University.

Scientific novelty of the thesis

The following research results were obtained, that are relevant in the area of electrical and electronic engineering:

1. Developed new scalar control algorithm for six-phase inverter, which adjusts the stator currents without reducing amplitude of the formed voltage while six-phase motor operates in post-fault compensation mode, was developed.
2. It was shown that the same circular motor stator current vector trajectory amplitude can be made with currents of different RMS values.
3. A new scalar control algorithm for six-phase inverter for motors post-fault operations, which can adjust RMS values of individual stator current, while maintaining a constant current vector trajectory, was developed.

Practical significance of achieved results

Based on the obtained results of the thesis six-phase frequency converter with scalar six-phase motor control method was developed, which can be applied to the industry where accurate torque control of motor is optional.

A developed simulation model of six-phase induction frequency drive allows continuing development and testing of control methods for six-phase motors.

A developed six-phase induction frequency drive experimental research stand will be used for further research of six-phase induction frequency drives.

The defended statements

1. The proposed sinusoidal pulse width modulation method for induction frequency drive control ensures the third harmonic of phase currents, for less than 10% of the first harmonic amplitude.
2. The stator current vector trajectory of six-phase induction frequency drive operating in one phase post-fault conditions, takes the form of an ellipse, and

RMS values of phase currents is increased by about 40% compared to the normal operation conditions.

3. Developed scalar control post-fault operation compensation method restores stator current vector trajectory to circular and reduces RMS values of stator currents.

Approval of the research findings

The results of the work were presented in 7 scientific articles: three – published in peer-reviewed scientific journals (Pitrėnas, 2014a; Pitrėnas, Uznys 2016; Pitrėnas *et al.*, 2017). Four – in other publications (Pitrėnas, 2014b; Pitrėnas, 2015a; Pitrėnas, 2014c; Pitrėnas *et al.*, 2015b).

Seven reports were presented on the subject in conferences at national and international levels.

The structure of dissertation

Dissertation layout consists of introduction, three main chapters, general conclusions, summary in English, list of references and list of author's publications on the subject of the dissertation. The work covers 106 pages, 74 figures, 5 tables, 20 numbered formulas and 137 bibliographic sources.

1. Analysis of control methods of multi-phase drives and their mathematical models

The interest in multi-phase drives begun to rise in 1960. The main reasons for that is their advantage over regular three-phase drives: fault tolerant operation, higher torque compared to three-phase motor with smaller phase current. The last advantage is very important in high power systems since there are no high current and high switching frequency devices yet. When using multi-phase drives the total power of drive is shared over a higher number of inverter legs, thus allowing to use lower power switching devices, to gain same output power compared to three-phase drives. Particularly to gain a same power from six-phase drive the current of one switch is halved compared to three-phase drive.

There are some different control schemes for three-phase motors developed over last few decades. First of them is scalar control. Scalar control cannot achieve best performance during transients, which is the major drawback of this method, but it simple and robust control method. Second control method is vector control. This control method overcomes the drawback of scalar control. However it is more complicated and requires more computations from the embedded system used in voltage source inverter. Usually a Digital Signal Processors, a Field Programmable Gate Arrays or even an Application Specific Integrated Circuits are used. This raises the complexity and price of the inverter.

Both control method have their advantages and disadvantages. Scalar control method is simple, reliable and cheap, but has poor response to transients. Field oriented or vector control have better responses to transients, but is more complex and this leads to higher price. Both techniques are applicable over the nominal speed at the expense of

torque. This paper will focus on developing a simple six-phase voltage generation algorithm for six leg inverter.

Multi-phase induction motors are used in wind power systems, electrical and hybrid vehicles, electric ship propulsion, in 'more electric aircraft' actuators and in safety-critical applications, such as aerospace or military naval drives, where fault tolerance is a desirable feature.

Induction motor failures can be divided into the following categories: bearing faults, stator and rotor faults, eccentricity and vibration faults. The most common failures occur in the stator and rotor.

Stator faults are open circuit or short-circuit of one or more stator windings, coil-to-coil, phase to phase and coil to ground. These kinds of faults can be caused by local damage to insulation, extreme electrical operating conditions or extreme ambient conditions, leading to different phase winding short circuit, which may result in further open phase faults of one or more phase windings.

Open phase fault is the most common fault that increases peak values of currents in the rest of the phases significantly. Under these conditions trajectory of rotating magnetic field becomes elliptical.

It is important to find appropriate methods to obtain circular currents trajectories in six-phase motors for single-phase fault. Therefore, a control strategy of stator voltage phase shift is proposed for dealing with over-currents during steady state.

2. Analysis of six-phase drive control and inverter operation principles

The internal structure of six-phase frequency converter (Fig. S2.1) is similar to that of three-phase converter. Here inverter power stage has six legs. One leg of the inverter is made of two solid state relays which may be one of the most commonly used metal oxide semiconductor field effect transistors (MOSFET) or insulated gate bipolar transistors (IGBT), an IGBT was used in elaborated six-phase inverter. This power stage is supplied by DC voltage source. A diode bridge and filter capacitor is used to convert industrial AC voltage to DC voltage and serves as the power supply source to the inverter and other components of the frequency inverter. Inverter load, for example, six-phase induction motor is connected to the mid-way point of inverter legs. Phase windings of six-phase induction motor are connected in a star configuration.

Additional transistor controllers are used to control inverter transistors because six-phase inverter is switching relatively high currents and high voltages. Transistor controllers are often galvanically isolated to separate high power circuits from a low power circuits such as microcontroller, as it made in developed converter. Transistor controller amplifies the control signals of the microcontroller because the microcontroller output voltage and current is not sufficient for commutation of high power transistors fast enough.

For reliable work of frequency converter the phase currents of the motor should be measured. For this purpose a variety of current sensors may be used, which in one way or another, the measures motor currents, converts them to corresponding analog voltage and sends it to the microcontrollers analog to digital converter, where the analog voltage is changed to binary code. The other microcontroller monitors the motor phase currents

and if the over current occurs emergence stops the inverter, and thus the entire operation of frequency inverter. Current sensors should have one prerequisite: to be galvanically isolated and be able to isolate high power motor circuit from the low-power microcontroller circuit. For this purpose the Hall Effect current sensors or shunt resistance combined with optically isolated operational amplifier is used.

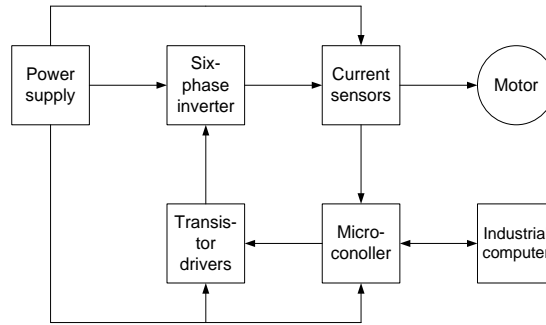


Fig. S2.1. Block diagram of six phase frequency converter

A personal computer is usually unnecessary component, since all inverter modules are controlled by a microcontroller. The most common personal computer is used to adjust inverter parameters and to process data generated by the frequency inverter.

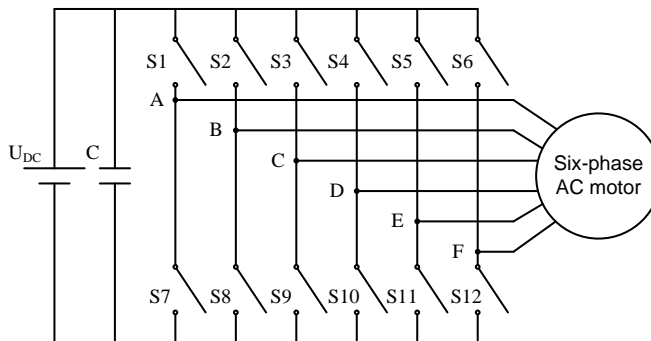


Fig. S2.2. Two level six-phase voltage source inverter

The six leg voltage source inverter (Fig. S2.2) is used to generate six-phase voltage. At inverter operation in synchronous mode, power switches located in one leg are switching synchronously, when S1 is turned on S7 is turned off and vice versa. If all legs of the inverter are controlled in a right order a six-phase voltage is generated and fed to the load.

The specifications for the microcontroller processing power is reduced if voltage source inverter is used, the cost thus reduces of all system. Microcontroller has to generate at least six pulse width modulation signals for each leg of the inverter to control a six leg VSI. The PWM signal has to vary in the same way as the variation of sine function. This type of signal is called sine PWM, SPWM or carrier frequency PWM.

The method to form a carrier frequency PWM is described below. Sinusoidal signal is compared with high frequency triangle signal, while the amplitude of sinusoidal signal is higher than triangle signal the PWM signal is in a HIGH state, when amplitude of sinusoidal signal is lower than amplitude of triangle signal the PWM signal is in a LOW state. The frequency of triangle wave is called carrier frequency. It is worth to mention that higher carrier frequency results in smaller disturbances of generated voltage and motor currents. The amplitude of output voltage can be reduced by reducing the amplitude of sine wave while the amplitude of triangle wave is kept the same. In past this control method was implemented using analog circuitry and in nowadays it is realized with microcontrollers and digital signal processors.

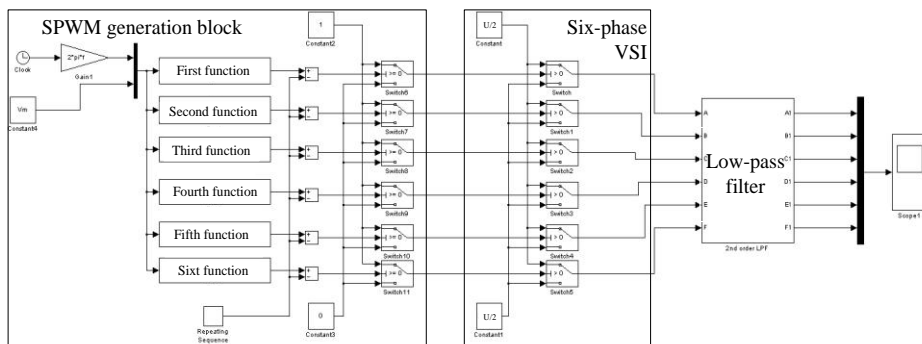


Fig. S2.3. *Matlab Simulink* model of idealized six-phase voltage source inverter with sinus pulse width modulation control

In designed frequency inverter generation of output voltage is performed using an embedded system with a microcontroller. This system generates SPWM signals for power transistor controllers, monitors the inverter phase currents and voltage surges in a DC bus. SPWM signals are formed in accordance with a table holding pre-generated PWM values. Depending on the angle of the generating voltage the corresponding value of the table is written to PWM register. If the frequency of generated voltage is smaller than 50 Hz, the value of table is divided by the corresponding constant before writing it to register. This is done to form a right control law $U / f = \text{const}$.

Described algorithm was implemented in *Matlab Simulink* software. The model of six-phase inverter is shown in Figure S2.3.

Voltage generation using sinusoidal pulse width modulation method and the simplified SPWM method was investigated using developed model of six-phase voltage source inverter. Simulation results of frequency converter output voltages are presented in Fig-

ure S2.4. During Simulation a six-phase 50 Hz voltage with phase shift of 60 degrees was formed, the inverter power supply voltage was set to 325 V, and carrier frequency to 4.2 kHz.

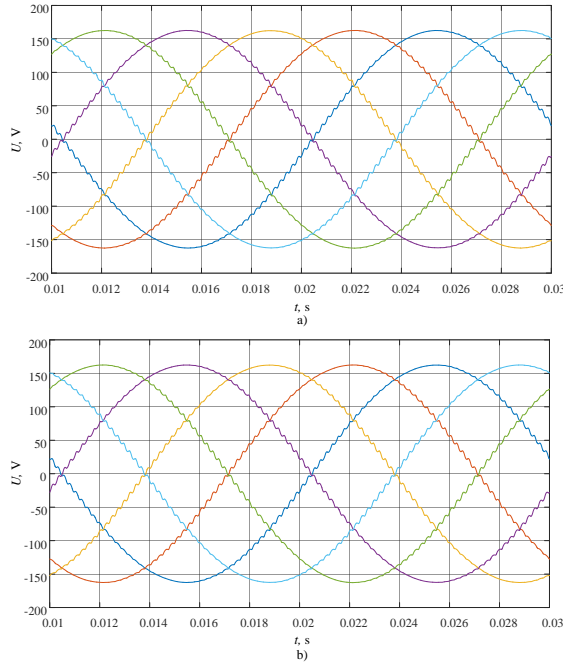


Fig. S2.4. Modeled six-phase voltage using sinus pulse width modulation method when DC bus voltage is set to 325 V: a) regular carrier based method, b) simplified sinus pulse width modulation method

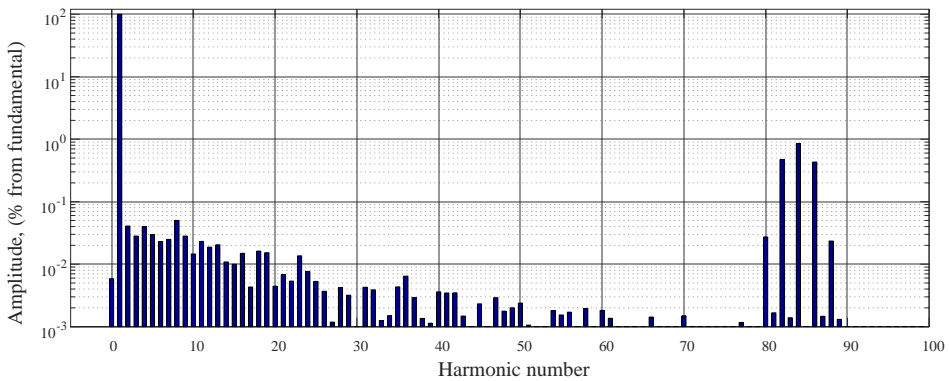


Fig. S2.5. Spectrum of modeled six-phase frequency inverter output voltages using regular carrier based method

As can be seen from the simulation results, the obtained six-phase voltage of the inverter output approximates a sinusoidal, with low noise levels, which are affected by the carrier frequency. In order to evaluate the obtained voltage harmonic composition of inverter output voltages the fast Fourier transform was calculated. The resulting voltage-spectrum is shown in figure S2.5 and S2.6.

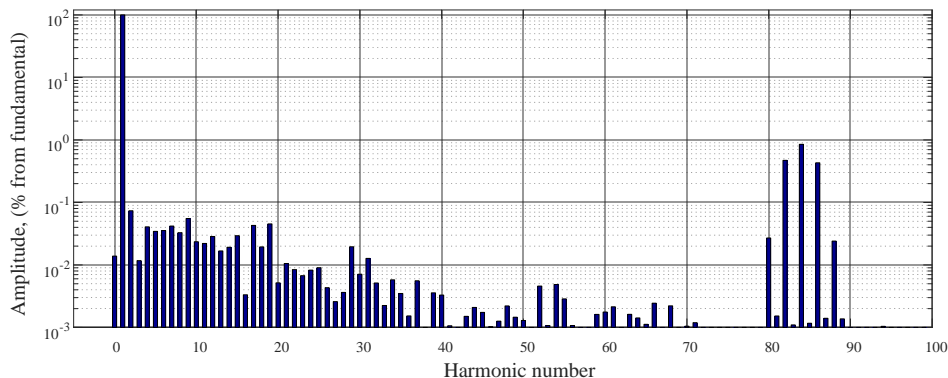


Fig. S2.6. Spectrum of modeled six-phase frequency inverter output voltages using simplified sinus pulse width modulation method

As can be seen from the results, with both SPWM voltage forming methods, the output voltage of the frequency converter consists of a first harmonic with frequency of 50 Hz, the higher harmonic does not even reach 0.1 % except for harmonics which frequency is equal to carrier frequency of PWM, their magnitude reach 0.6 % from fundamental harmonic amplitude.

In conclusion as seen from modeling results developed technique could be used to generate a six-phase voltage using six-leg inverter and a low cost MCU. The generated six-phase voltages are almost pure sinusoidal, expect the noise in the carrier frequency diapason, but this could not be avoided. The stator currents of the motor are almost sinusoidal as well meaning that the motor should run smoothly without additional torque ripple and not to generate excessive heat.

3. Experimental results of six-phase induction frequency drive investigation

Designed six-phase inverter was tested experimentally. The spectrum of motor currents while motor was fed from six-phase frequency inverter with different carrier frequencies was analyzed. The current of motor phase was measured using digital storage oscilloscope and shunt resistors, and the discrete FFT was calculated to obtain spectrum of motor current.

The experiments was conducted when frequency inverter generated 50 Hz voltage with 4.2 kHz (Fig. S3.1), 8.4 kHz and 16.8 kHz carrier frequency. The spectrum of all currents is shown in Figure S3.2.

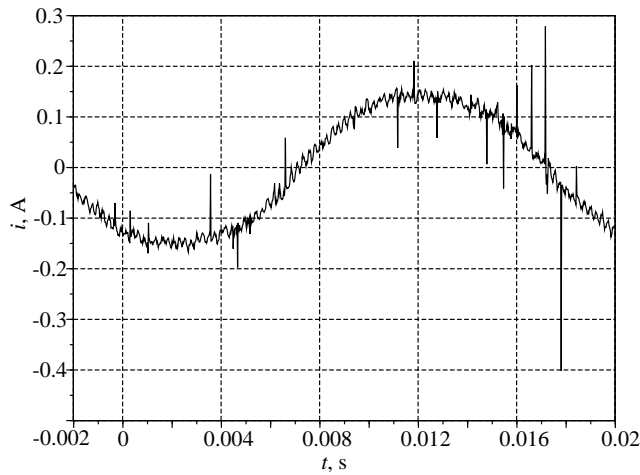


Fig. S3.1. Motor current, when $f_c = 4.2$ kHz

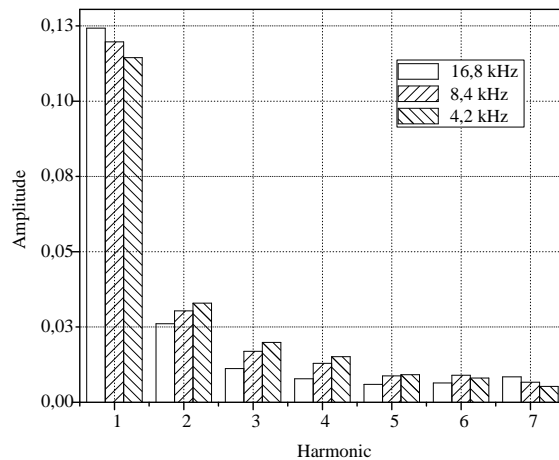


Fig. S3.2. Spectrums of motor current, with different pulse width modulation carrier frequencies

As shown in Figure S3.2 the spectrum consist of the first and third harmonics, maybe the fifth harmonic and also the harmonic at switching frequency can be identified, others higher number harmonics are in noise level. Due to the fact that current spectrum has slightly higher third harmonic the carrier frequency was increased for attenuation of the third harmonic in motor current.

The analysis of motor current spectrum shows that the higher harmonics have small amplitude. At reduction of the carrier frequency amplitudes of low order harmonics increase, nevertheless the device with smaller sampling period should be useful. Ultimate-

ly, it could be stated, at least in qualitative terms that at smaller carrier frequency the third harmonic can be distinguished.

The spectrum of motor current when frequency inverter generated output voltages with 8.4 kHz consists of large first harmonic, third harmonic has smaller amplitude, other higher number harmonics are equal to noise level. During this test the harmonic at switching frequency was not recognizable. Detail analysis requires a device with smaller sampling period.

Experimental results shows that increased carrier frequency enhances the spectrum of current: the first harmonic increases by 8% and the third and fifth reduces by 43% and 35% respectively.

Induction motor torque depends on the generated stator magnetic flux. Ideally, the magnetic flux trajectory is circular.

A six-phase squirrel-cage induction motor with isolated neutral point is investigated. Measuring the magnetic flux directly is complicated, therefore stator phase currents are measured and the trajectory of magnetic flux is calculated instead. Current trajectory in stationary frame is calculated by the following expressions:

$$i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{1}{3}} \left(\sin(0\pi/6) \cdot i_{sA} + \sin(2\pi/6) \cdot i_{sB} + \sin(4\pi/6) \cdot i_{sC} + \sin(6\pi/6) \cdot i_{sD} + \sin(8\pi/6) \cdot i_{sE} + \sin(10\pi/6) \cdot i_{sF} \right); \quad (S3.1)$$

$$i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{3}} \left(\cos(0\pi/6) \cdot i_{sA} + \cos(2\pi/6) \cdot i_{sB} + \cos(4\pi/6) \cdot i_{sC} + \cos(6\pi/6) \cdot i_{sD} + \cos(8\pi/6) \cdot i_{sE} + \cos(10\pi/6) \cdot i_{sF} \right). \quad (S3.2)$$

Where $i_{s\alpha}$ – is α component of stator current of stationary frame; $i_{s\beta}$ – is β component of stator current of stationary frame; $i_{sA} \dots i_{sF}$ – are instantaneous stator phase currents.

Stator current trajectory in healthy mode is circular as all instantaneous currents have the same peak values and are shifted 60 electrical degrees. Upon loss of a phase, adjacent phases share the load on the missing phase and current peak values increase significantly. As this is not a three-phase machine, it does not stop and continues producing torque. Stator current trajectory shows a current drop in the direction of the lost phase and increment in orthogonal direction. Experimental results of steady state stator currents are shown in figure S3.3 and S3.4. Here stator phase F is open.

While the mean power consumption stays the same, stator current trajectory and, therefore, the flux trajectory becomes elliptical (Fig. S3.3) in faulty mode.

Effective stator phase current values in healthy mode are equal and in faulty mode (Fig.S3.4) they are all different in an induction motor with an isolated neutral point. The effective value in the greatest phase current is 40 % greater in faulty. Adjusting the angles of voltage phases generated by inverter is proposed as a method for control of current trajectory in stator phase fault mode. This way meeting the minimum copper loss criterion is expected.

In healthy mode the six stator voltage phase angles are 0° , 60° , 120° , 180° , 240° , 300° . In faulty mode F phase (the 300°) is open and, therefore, adjustments to adjacent phases are made.

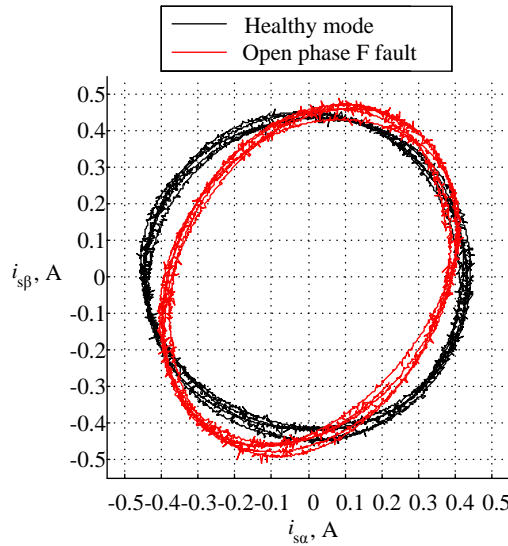


Fig. S3.3. Stator current trajectory in healthy mode and under open phase F fault condition without adjustments

Drawing the adjacent voltages closer to the lost F, 10° and 20° are tried and the results are shown in Fig. S14. Here the angles of phases A to E are 350° , 60° , 120° , 180° , 250° and 340° , 60° , 120° , 180° , 260° for 10° and 20° shifts correspondingly.

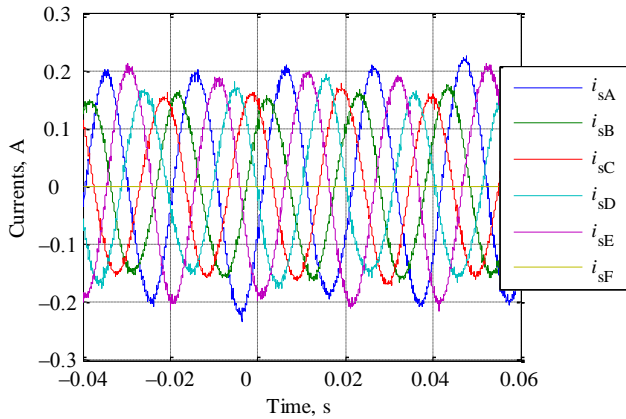


Fig. S3.4. Steady state currents under open phase F fault condition without adjustments

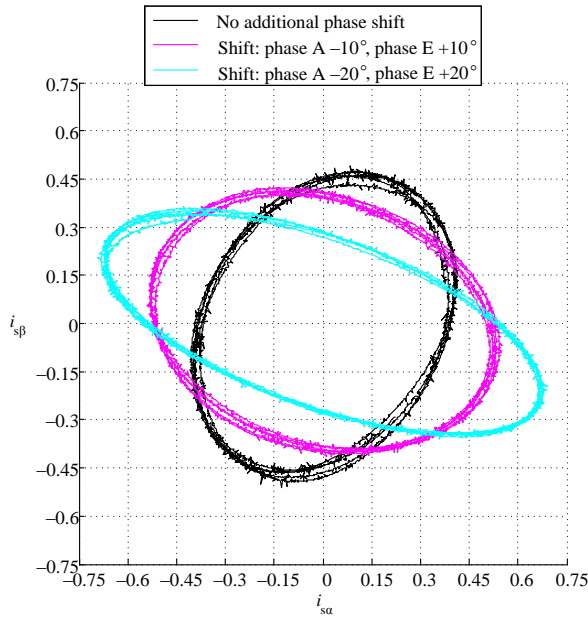


Fig. S3.5. Stator current trajectory under open phase F fault condition with adjustments: additional phase A shift of -10° and phase E shift of $+10^\circ$; and additional phase A shift of -20° and phase E shift of $+20^\circ$

Voltage phase adjustments in both cases had a negative effect on instantaneous currents: peak values increased significantly in most phases. Note that shift in current phase angles does not match voltage angles. Current phase angle shifts in A and E phases are $40\text{--}50^\circ$ instead of 10° . This effect would not be present in an induction machine with a grounded neutral point.

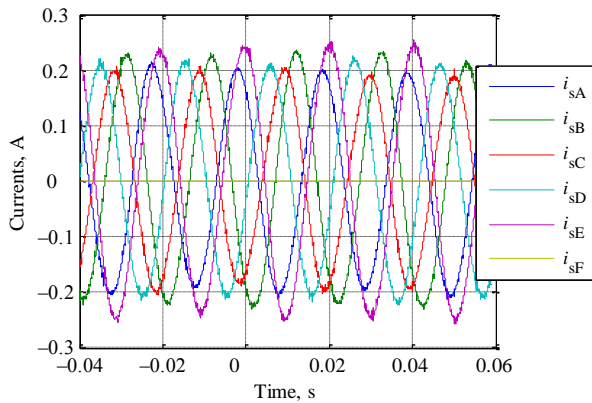


Fig. S3.6. Steady state currents under open phase F fault condition with additional phase A shift of -10° and phase E shift of $+10^\circ$

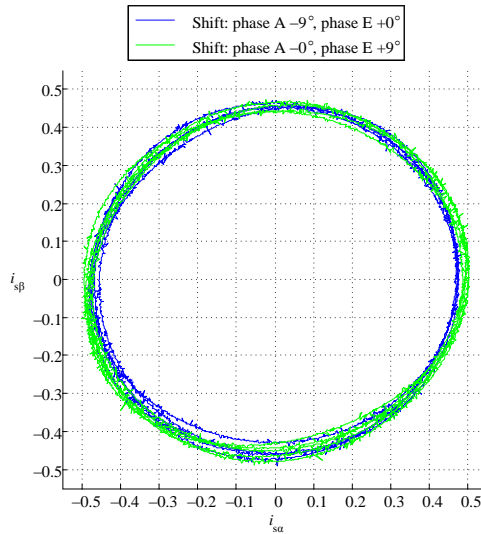


Fig. S3.7. Stator current trajectory under open phase F fault condition with adjustments: additional phase A shift of -9° and phase E shift of $+0^\circ$; and additional phase A shift of -0° and phase E shift of $+9^\circ$

Based on trajectories presented in figure S3.5 and S3.6, it is obvious that a more circular stator current trajectory could be achieved using the proposed method. Although there is a 60° angle between stator current vectors, a 10° voltage angle shift of two phases is too great.

By running multiple experiments with various stator voltage angle shifts, a near circular current trajectory was achieved (Fig. S3.7).

The most important conclusion to be made is that optimal (circular) trajectory can be achieved with numerous phase shifts and does not have a sole solution. Analysis of instantaneous stator phase currents is in order.

Note that greatest currents flow in different phases. This means that method allows any distribution of power to all phases. The optimal redistribution would uniform currents of all the stator phases. This way minimum copper loss criterion would also be met.

The best result was achieved by changing 4 phase angles (Fig. S3.9). Note that the minimum stator voltage angle shift increment is 1° .

The achieved effective value in the greatest phase current is 31% greater in adjusted faulty mode while in the unadjusted mode it is 40% (Fig. S3.8). This is considered to be the best result as the over-all quality was increased. Mathematical model of an asymmetric induction machine is not accurate enough to reproduce experimental results. Stator phase voltage angles are adjusted by 10% to achieve near circular current trajectories. This degree of accuracy could not be guaranteed.

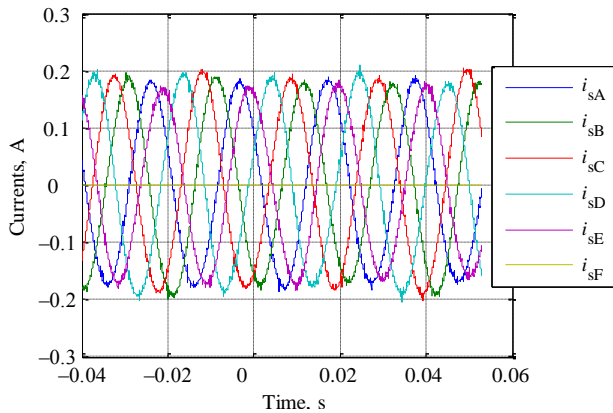


Fig. S3.8. Steady state currents under open phase F fault condition with additional phase A shift of -6° , phase B shift of -1° , phase D shift of $+4^\circ$ and phase E shift of $+6^\circ$

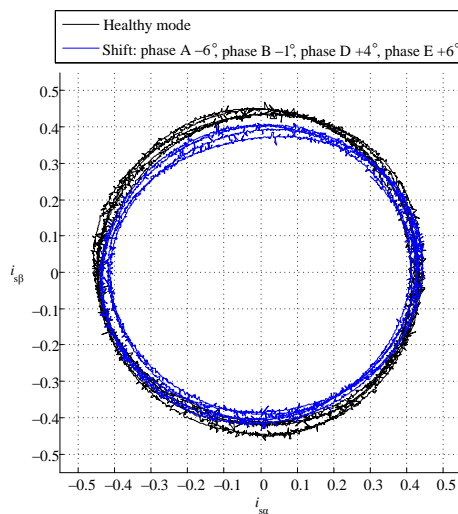


Fig. S3.9. Stator current trajectory under open phase F fault condition with additional phase A shift of -6° , phase B shift of -1° , phase D shift of $+4^\circ$ and phase E shift of $+6^\circ$

A compensation method for stator open-phase fault is presented. It allows control of stator current amplitudes by adjustment of stator voltage phase angles without reducing voltage amplitudes. This way maximum potential is drawn from the power source and no investments or changes to the hardware are required.

Using proposed method circular stator trajectory can be achieved. Experiments show that slight adjustments to voltage phase angles (up to 10% of spatial displacement of adjacent stator windings) has great impact on the trajectory in an induction motor with isolated neutral point. Currently mathematical models are not accurate enough to calculate optimal stator voltage phase angles with required accuracy.

Individual stator phase currents can also be controlled. One of the currents increases by 40% during open-phase fault compared to healthy mode which may cause damage to the machine. With a minimal stator phase angle shift increment of one degree the greatest current was reduced up to 9%.

General conclusions

1. The proposed six-phase induction frequency drive model in Matlab Simulink programming package can be used to further investigate six-phase induction drives control methods and six-phase induction frequency drives transitional processes in start-up and load times.
2. Developed hardware circuits for inverter transistor protection against short circuits ensure delay times of 1.56 to 2.8 μs . Their parameters are selected and circuit tested by simulation and experimentally – the results differed up to 8%.
3. Original multiphase frequency converter, which generates power supply voltage with a different phase shift angles by changing its control algorithm and is able to control three-phase, four-phase, five-phase and six-phase induction motors, was developed and tested. This increases versatility and applicability of the frequency converter in local systems compared with the frequency inverters that control induction motors with fixed phase number.
4. The influence of the pulse width modulation carrier frequency was examined. It was showed that raising the pulse width modulation carrier frequency from 4.2 kHz to 16.8 kHz, the amplitude of the first stator current harmonic increases up to 8%, and the amplitude of the third stator current harmonic decreases up to 43%.
5. It was experimentally demonstrated, that the proposed post-fault compensation method for six-phase frequency induction drive makes it possible to regulate the individual stator currents RMS value, without changing the stator current vector trajectory.
6. While six-phase induction frequency drive operates in one open phase post-fault conditions, the stator phase current increases - maximum effective value is increased up to 40%, while compensating up to 31%.

Priedai³

A priedas. Disertacijos autoriaus sąžiningumo deklaracija

B priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje

C priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos

³ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Aurelijus PITRĖNAS

SROVIŲ SISTEMOS ŠEŠIAFAZĖJE DAŽNINĖJE
ASINCHRONINĖJE PAVAROJE KOMPENSAVIMAS
ESANT POAVARINIAM REŽIMUI

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

CURRENT SYSTEM COMPENSATION AT
POST-FAULT CONDITIONS IN SIX-PHASE
FREQUENCY INDUCTION DRIVE

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2017 04 28. 12,5 sp. I. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino UAB „BMK leidykla“
J. Jasinskio g. 16, 01112 Vilnius